ORSAY
Série A
nº d'ordre : 147

THÈSE DE DOCTEUR-INGÉNIEUR

présentée

A L'UNIVERSITÉ DE PARIS XI
CENTRE D'ORSAY

par

JACQUES BEAU
Ingénieur C.N.A.M.

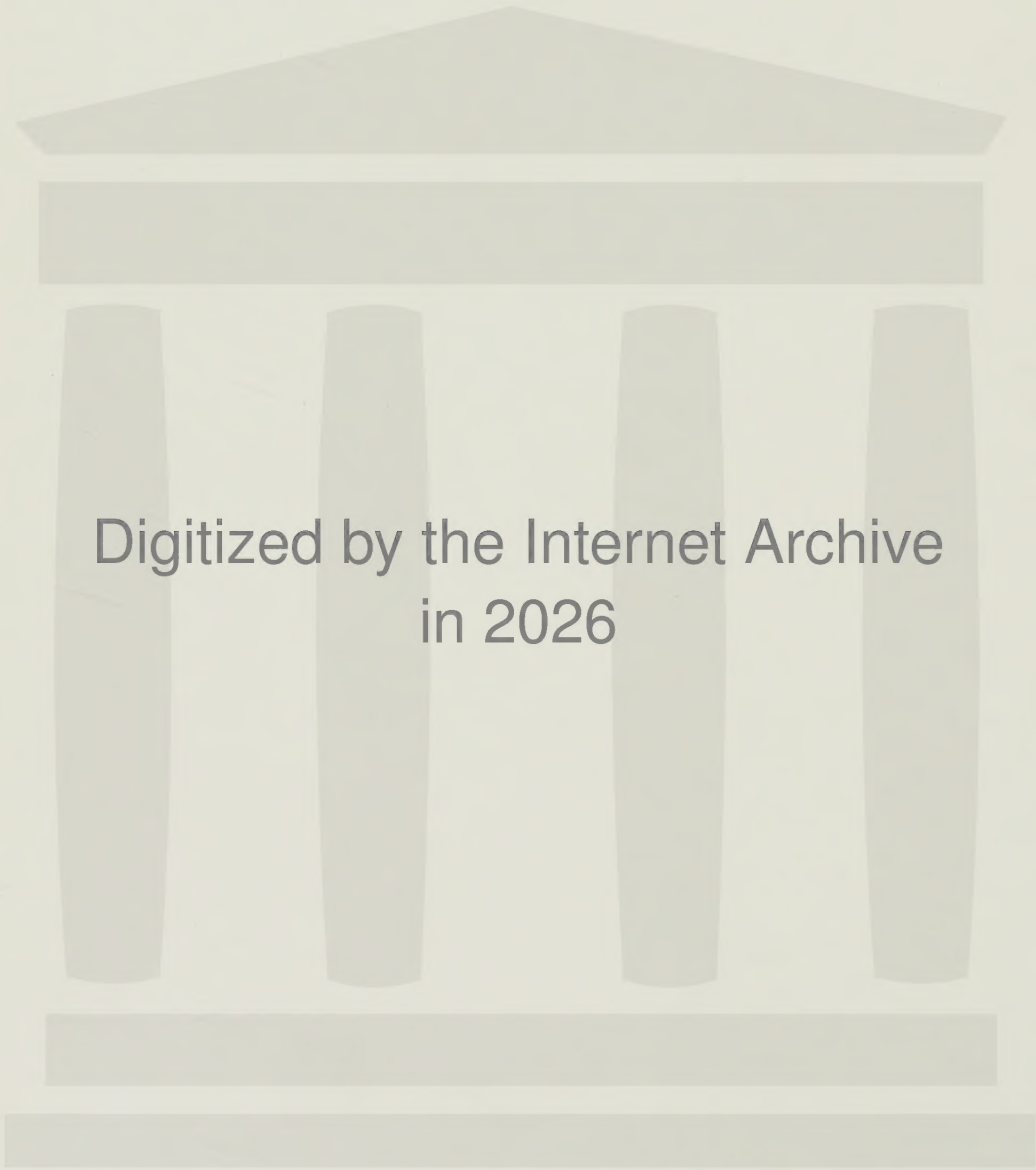
pour obtenir
le titre de DOCTEUR-INGÉNIEUR
SCIENCES PHYSIQUES

SUJET DE LA THÈSE : APPLICATION DES CODES PSEUDO-ALÉATOIRES A LA RÉALISATION D'UN SONDEUR IONOSPHÉRIQUE

Soutenue le : 11 Juillet 1973

devant la Commission d'Examen

MM.	**F. BERTEIN**	Président
	M.-Y. BERNARD	Examinateurs
	C. GOUTELARD	
	A. LEBLOND	


Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41548021_0010

ORSAY
Série A
n° d'ordre :

THÈSE DE DOCTEUR-INGÉNIEUR

présentée

A L'UNIVERSITÉ DE PARIS XI
CENTRE D'ORSAY

par

JACQUES BEAU
Ingénieur C. N. A. M.

pour obtenir
le titre de DOCTEUR-INGÉNIEUR
SCIENCES PHYSIQUES

SUJET DE LA THÈSE : APPLICATION DES CODES PSEUDO-ALÉATOIRES A LA RÉALISATION D'UN SONDEUR IONOSPHÉRIQUE

Soutenue le : 11 Juillet 1973

devant la Commission d'Examen

MM. **F. BERTEIN** Président

M.-Y. BERNARD Examinateurs
C. GOUTELARD
A. LEBLOND

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

REMERCIEMENTS

=-=-=-=-=-=-=-=

Avant de présenter cette étude, je tiens à exprimer mes plus sincères remerciements à Monsieur le Professeur GOUTELARD qui m'a accueilli dans son laboratoire, et permis, par son aide précieuse et ses encouragements d'effectuer un travail passionnant, et riche d'enseignements.

Je remercie Monsieur le Professeur F. BERTEIN d'avoir bien voulu présider le Jury en cette thèse et Messieurs les Professeurs M.Y. BERNARD et A. LEBLOND d'avoir accepté de participer à ce Jury.

J'exprime ma plus vive gratitude envers toutes les personnes et les organismes qui ont contribué à la réalisation de ce travail.

Ce travail a été effectué au LABORATOIRE D'ETUDE DES TRANSMISSIONS IONOSPHERIQUES

INTRODUCTION

L'étude de l'ionosphère présente un grand nombre de pôles d'intérêt, parmi lesquels, on peut extraire deux cas particuliers importants.

D'une part, l'étude de la physique de l'ionosphère est fondamentale car il s'agit d'un milieu, siège de phénomènes non reproductibles en laboratoire et dont certains n'ont pas encore été totalement éclaircis.

D'autre part, c'est le milieu qui permet sur terre des liaisons à grandes distances, et par conséquent, il est nécessaire, aux utilisateurs, de pouvoir connaître les conditions de propagations idéales pour une liaison donnée.

Les procédés actuels d'étude de l'ionosphère à partir du sol, par opposition aux systèmes embarqués, présentent certains inconvénients qui aboutissent, soit à des mesures entachées par le bruit atmosphérique, soit à de mauvaises mesures de certaines grandeurs fondamentales.

L'amélioration de la qualité des mesures des systèmes actuels permettrait d'atteindre deux objectifs importants :

l'étude des structures fines de l'ionophère et la vérification précise de résultats théoriques énnoncés il y a quelques années [1 et 4]

et l'enregistrement direct des mesures par ordinateur qui permettrait une exploitation systématique des résultats.

Les améliorations doivent porter, essentiellement, sur les points suivants :

- les puissances crêtes utilisées - souvent plusieurs centaines de KW- rendent le système peu versatile. Nous avons recherché un mode d'émission quasi-continu qui nous a permis de réduire considérablement ces puissances

- l'influence du bruit atmosphérique et des brouilleurs cohérents, et les résolutions souhaitables pour des analyses précises des effets ionosphériques, nous ont conduit à envisager ce problème sous l'angle traitement du signal.

L'étude qui suit, après un rappel des systèmes classiques propose dans le chapitre I un mode de sondage avec codage en phase du signal d'émission et un récepteur à corrélation.

Le second chapitre décrit la réalisation technique du sondeur.
Des résultats en sondage zénithal et en sondage par rétrodiffusion (backscatter) sont présentés dans la dernière partie.

C H A P I T R E I

APPLICATIONS DU TRAITEMENT DU SIGNAL AUX SONDAGES IONOSPHERIQUES

Nous allons exposer, dans ce Chapitre, comment des méthodes de traitement du signal peuvent améliorer ou faciliter les mesures sur l'ionosphère ; nous terminerons en décrivant, théoriquement, un nouveau type de sondeur dont les possibilités vont du sondage zénithal au sondage par rétrodiffusion.

LES SONDEURS IONOSPHERIQUES

Examinons, tout d'abord, les divers types de sondeurs existant actuellement.

I - LES SONDEURS CLASSIQUES

A - LES SONDEURS IONOSPHERIQUES ZENITHAUX

Un sondeur ionosphérique zénithal fonctionne comme un radar classique, pour lequel les cibles seraient les différentes couches ionosphériques, la direction du tir étant le zénith.

La figure 1 représente le schéma synoptique de ce système d'émission-réception de type impulsionnel, à fréquence variable.

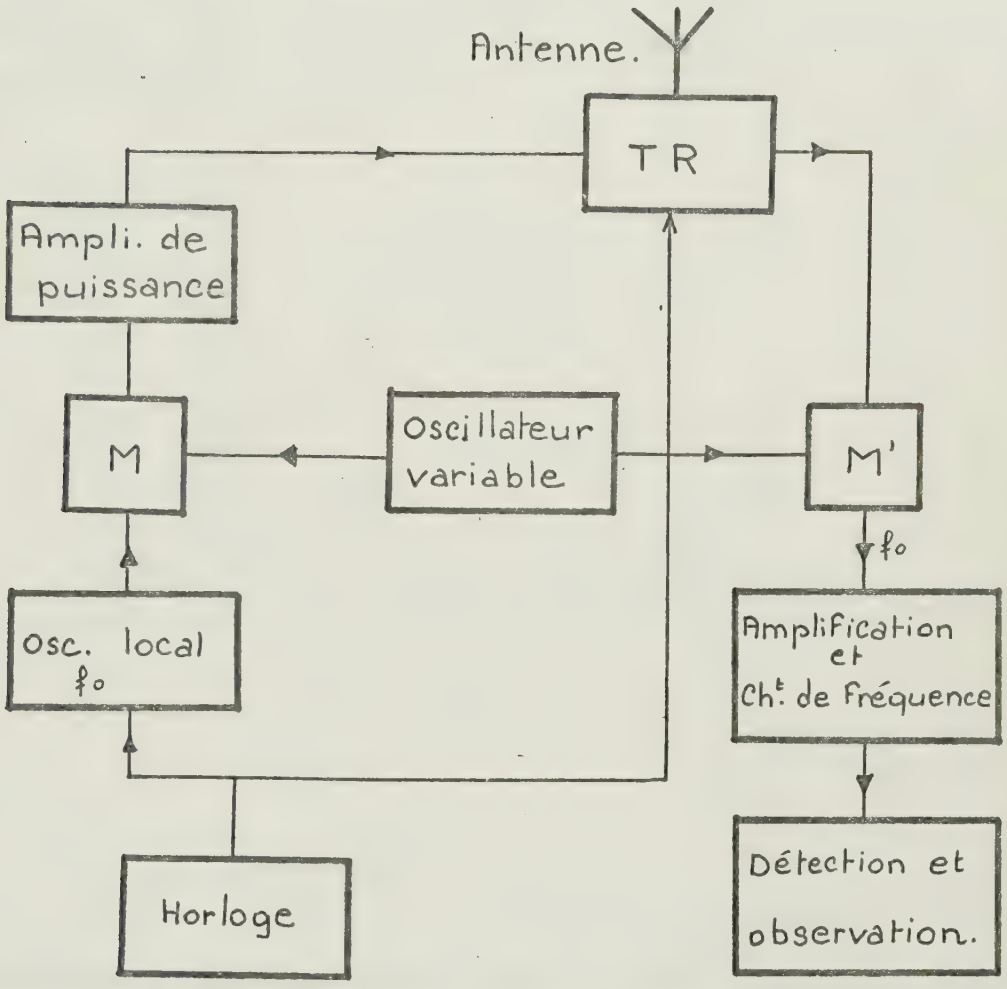


Fig. 1

On émet une impulsion d'une puissance de quelques KW crête, d'une centaine de micro-secondes, avec une période de récurence de 10 ms, ce qui laisse une puissance moyenne émise faible.

Le récepteur à large bande 25 MHz restitue un signal à la fréquence Fo que l'on peut détecter après amplification et changements de fréquence.

Le T.R., de l'anglais transmeter-receiver, piloté par l'horloge, est un système qui permet la commutation de l'antenne unique à l'émetteur, en isolant le récepteur pendant la phase d'émission ; la situation inverse se produisant pendant la phase de réception.

La figure 2 représente l'allure d'un oscillogramme du signal reçu, après détection.

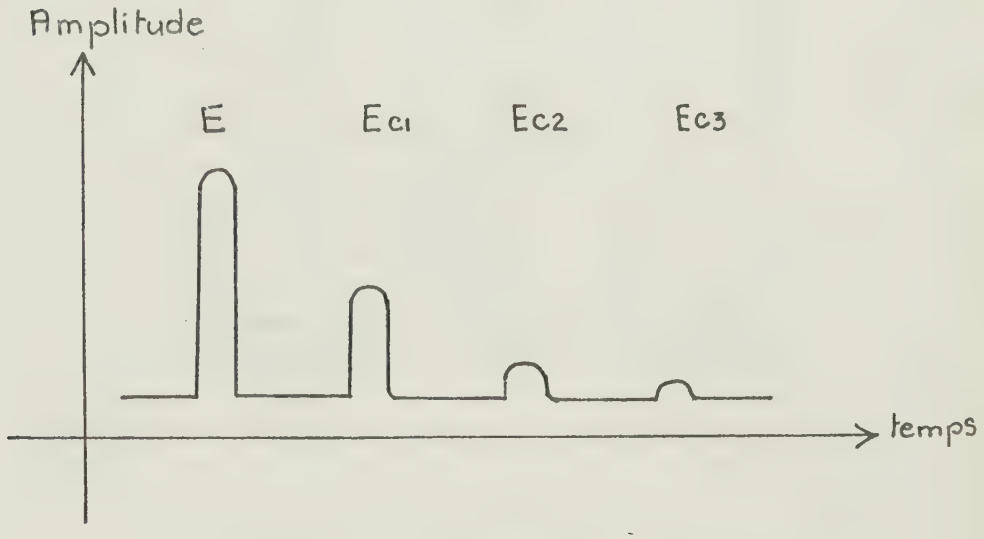


Fig.2

L'impulsion d'émission E est toujours visible, malgré la présence du T.R. et le blocage du récepteur durant la phase d'émission ; elle peut servir d'origine des temps pour la mesure du temps de propagation, par conséquent de la distance de réflexion[1]. Ici Ec1 est un premier écho obtenu après un trajet unique : antenne, réflexion sur l'ionosphère, antenne ; une grande partie de l'énergie, retournée ainsi au sol, se réfléchit sur ce dernier, puis après une nouvelle réflexion sur l'ionosphère donne un second écho Ec2, puis, par le même procédé, Ec3.

La présentation des résultats est fonction du degré d'automatisation de

(1) Rappelons, ici, que la hauteur virtuelle de réflexion est donnée

de la station. Dans la plupart des cas, on obtient un ionogramme h(f) du type de la figure 3. Cet ionogramme permet de déterminer les paramètres principaux de l'ionosphère au zénith de la station ; on en

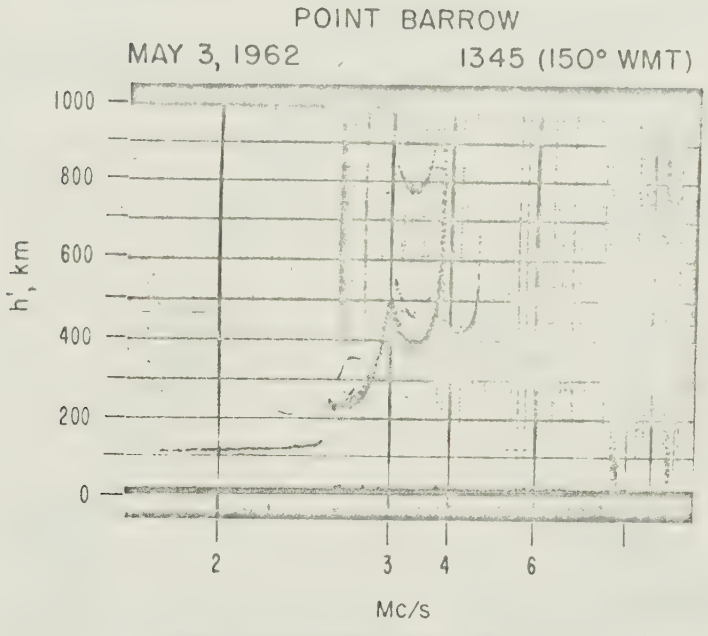


Fig. 3

Extraite de "Ionospheric Radio Propagation" de Kenneth Davies.

déduit les conditions de propagation obliques qui sont à la base de tousles calculs actuels de prévisions ionosphériques.

B - LES SONDEURS OBLIQUES

Il convient de distinguer deux types de sondages obliques :

- le sondage bistatique, pour lequel l'émetteur est situé en un point du globe distinct du système de réception.

- le sondage monostatique, où l'ensemble émission-réception est centralisé en un seul point.

1 - Sondages obliques bistatiques

Cette méthode consiste à mesurer le temps de propagation d'une onde électromagnétique entre deux stations A et B (figure 4) pouvant être

distantes de plusieurs milliers de kms. Elle présente, sur le sondage zénithal, l'avantage de prospecter une région de l'ionosphère plus éloignée de l'émetteur.

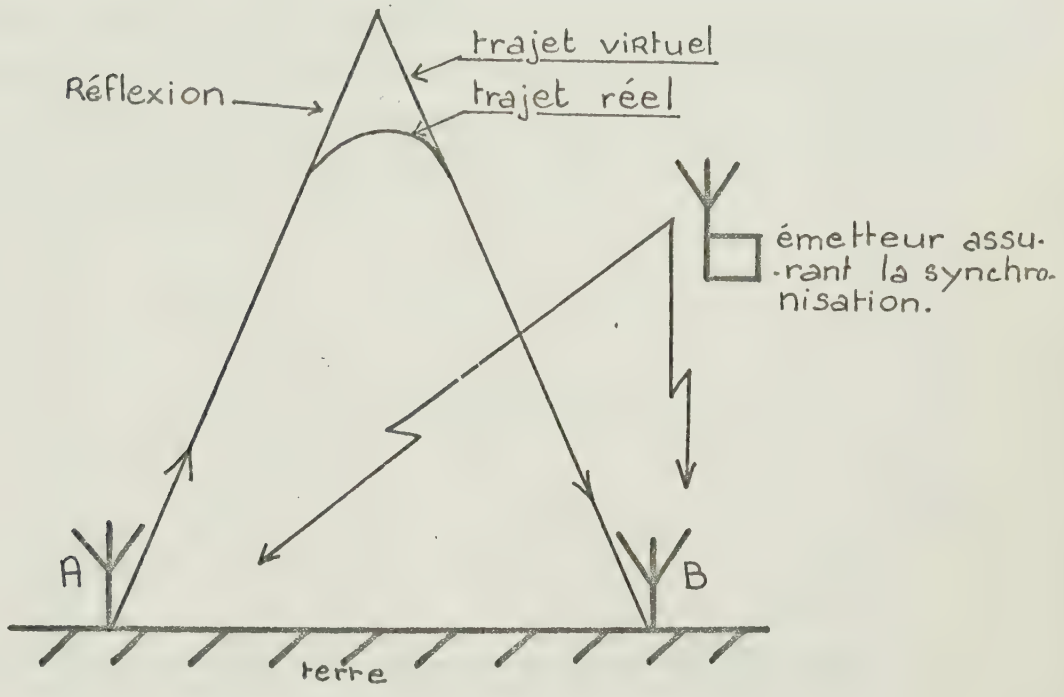


Fig. 4

Par contre, la distance séparant les systèmes d'émission et de réception pose de difficiles problèmes de synchronisation que l'on doit résoudre à l'aide de synthétiseurs recalables en fréquence.

Les mesures effectuées font apparaître toutes les caractéristiques d'une propagation oblique, telles que :

- la fréquence maximum utilisable,
- la fréquence minimum utilisable,
- la fréquence optimale de trafic,
- nombre de trajectoires,

etc...,

et ces résultats étant étendus à différentes trajectoires.

2 - Sondage par retrodiffusion

Ce type de sondage monostatique consiste à émettre une impulsion HF, qui, après réflexion dans l'ionosphère, éclaire la surface terrestre. La plus grande partie de l'énergie est réfléchie dans la direction de reflexion spéculaire. Une faible partie de l'énergie est diffusée par le sol et parmi celle-ci, une très faible quantité retourne vers la station, par le principe du retour inverse en donnant naissance à un écho appelé "écho de sol".

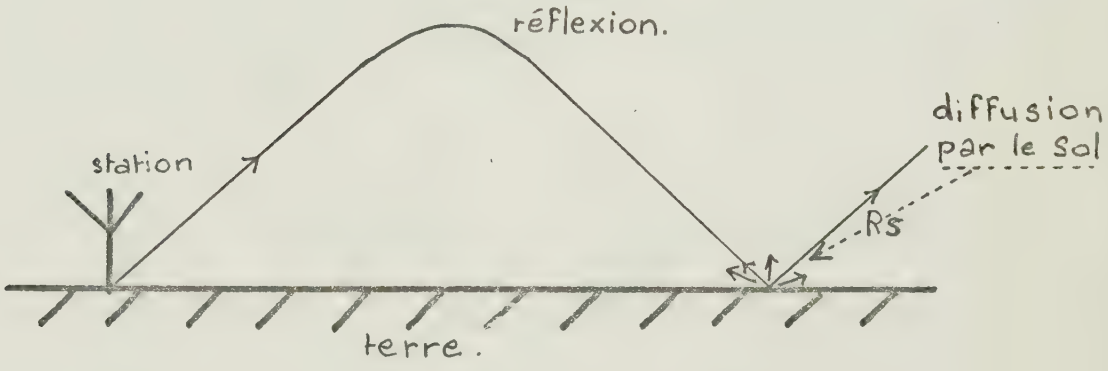


Fig. 5

La diffusion s'effectue sur la surface terrestre et se traduit par un affaiblissement de l'ordre de 100 dB, tant pour le sol que pour la mer.

Le schéma synoptique d'un sondeur par rétrodiffusion est tout-à-fait semblable à celui d'un sondeur zéntihal ; la grande différence réside dans le choix de l'aérien, et dans les ordres de grandeur des puissances mises en jeu. En rétrodiffusion, on utilise couramment 100 KW et souvent davantage (500 à 800 KW).

L'avantage de cette méthode sur le sondage zénithal est l'étendue énorme du champs d'observation, et sur le sondage bistatique, la situation unique de l'émetteur et du récepteur, éliminant de ce fait les problèmes de synchronisation.

II - AUTRES TYPES DE SONDEURS IONOSPHERIQUES

Des sondeurs de type plus récent sont apparus dans les procédés d'investigation de l'ionosphère; dans tous les cas, il s'agit de de l'utilisation de techniques du traitement du signal.

A - CHIRP SOUDING

C'est un sondage bistatique qui consiste à émettre, en permanence, un signal de fréquence linéairement variable qui, après transit par l'ionosphère, est reçu après un temps Δt (fig. 6). Il se trouve donc avoir une différence de fréquence Δf, par rapport à la fréquence émise à cet instant.

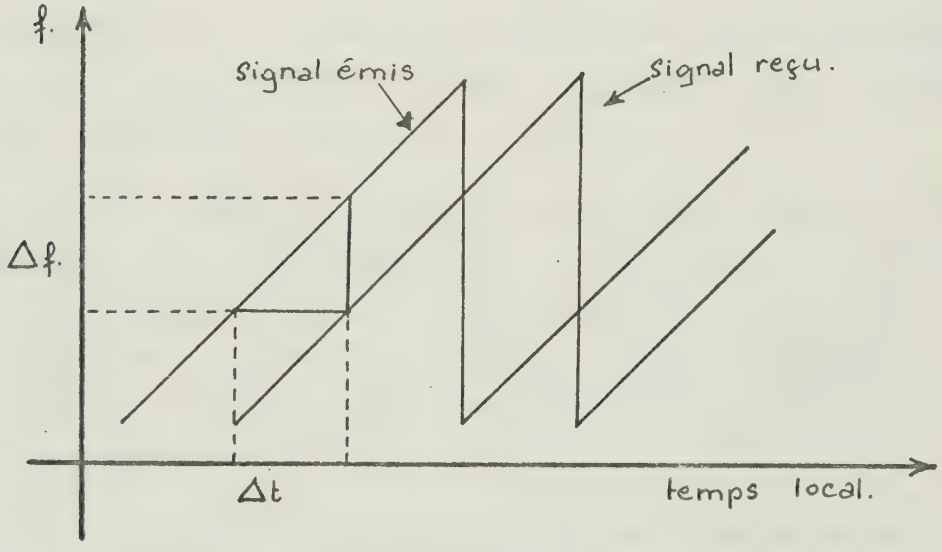


Fig. 6

A la réception, on effectue un mélange entre le signal reçu et une rampe de fréquence synchrone du signal émis. La bande inférieure du signal de sortie du mélangeur, restituée par un analyseur de spectre, est à la fréquence Δf. Une conversion fréquence-temps permet alors de déterminer le temps de propagation entre les deux stations. Le

principal intérêt de ce type de sondage réside dans l'utilisation d'une très faible largeur de bande (quelques Hz) au niveau de l'analyseur de spectre. Ceci par rapport au sondage classique donne une amélioration du rapport signal sur bruit de quelques 30 dB, permettant une diminution notable de la puissance d'émission. [7]

Cette méthode implique l'utilisation d'un appareillage complexe et performant. A l'émission et à la réception, deux synthétiseurs programmables avec une linéarité de fréquence de l'ordre de 10^{-5}, sont nécessaires. De plus, cette méthode ne permet pas d'avoir accès à la mesure de l'effet doppler introduit par les couches ionosphèriques.

B - COMPRESSION D'IMPULSIONS

Il s'agit d'un cas particulier de corrélation par filtrage adapté, qui permet, vis-à-vis des systèmes classiques, une utilisation optimale des étages de puissance des émetteurs.

En effet, les étages de puissance des émetteurs classiques ont une puissance crête et une puissance moyenne limitées ; l'utilisation optimale consiste à atteindre simultanément les deux limites. Dans les sondeurs à impulsions classiques, cela reviendrait à augmenter la durée de l'impulsion émise, ce qui entrainerait une résolution en distance médiocre.

On utilise alors à l'émission un signal modulé en fréquence ou en phase, et de durée telle que l'on se rapproche de la puissance moyenne maximum admissible; à la réception, on utilise un filtre adapté permettant de faire la compression de l'impulsion reçue.

1 - Modulation linéaire de fréquence

La compression d'impulsion par modulation de fréquence consiste à émettre (fig. 7) un signal modulé linéairement en fréquence pendant le temps T durée de l'émission. On dispose, à la réception, d'une ligne à retard dispersive dont le temps de retard varie linéairement

avec la fréquence. Une manière simple de décrire le phénomène consiste à mener le raisonnement suivant : lorsqu'une impulsion d'émission, après réflexion sur les couches ionosphériques, traverse un tel filtre, les fréquences élevées qui sont moins retardées que les fréquences les plus basses, "rattrapent" ces dernières, de sorte que toute l'énergie se regroupe dans un temps plus court. On montre [22] que dans le cas général, on obtient un taux de compression de :

$$K = \theta \Delta f$$

Dans le cas des sondeurs ionosphériques, on peut atteindre des taux de compression de l'ordre de 20.

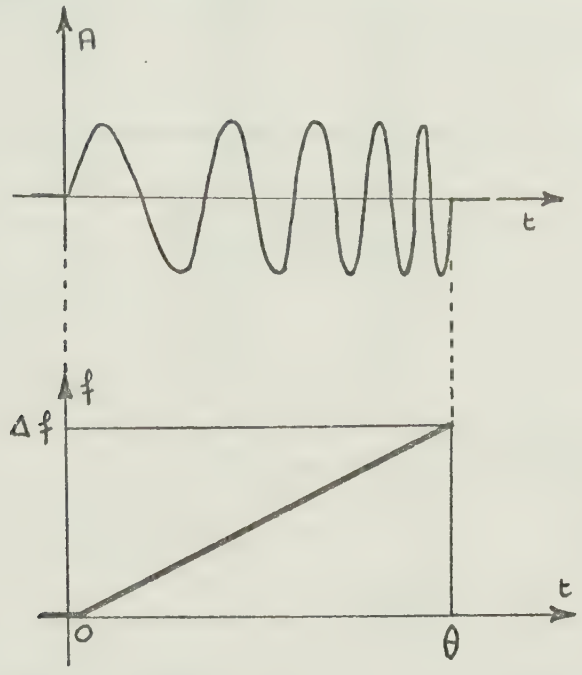


Fig: 7

2 - Modulation de phase

La compression par modulation de phase repose sur un principe analogue, et consiste à émettre un signal modulé en phase par 0 ou π suivant un codage pseudo-aléatoire [5] (Des systèmes utilisant un code de Barker jusqu'à 23 digits sont actuellement commercialisés).

A la réception, on dispose (fig 8a) d'un filtre adapté, constitué d'une ligne à retard à prises multiples sur chacune desquelles on place un amplificateur de gain $\pm$ 1 , de sorte qu'il y ait remise en phase de tous les signaux avant la sommation (fig. 8b).

Lorsque le signal reçu, est entièrement contenu dans la ligne à retard,

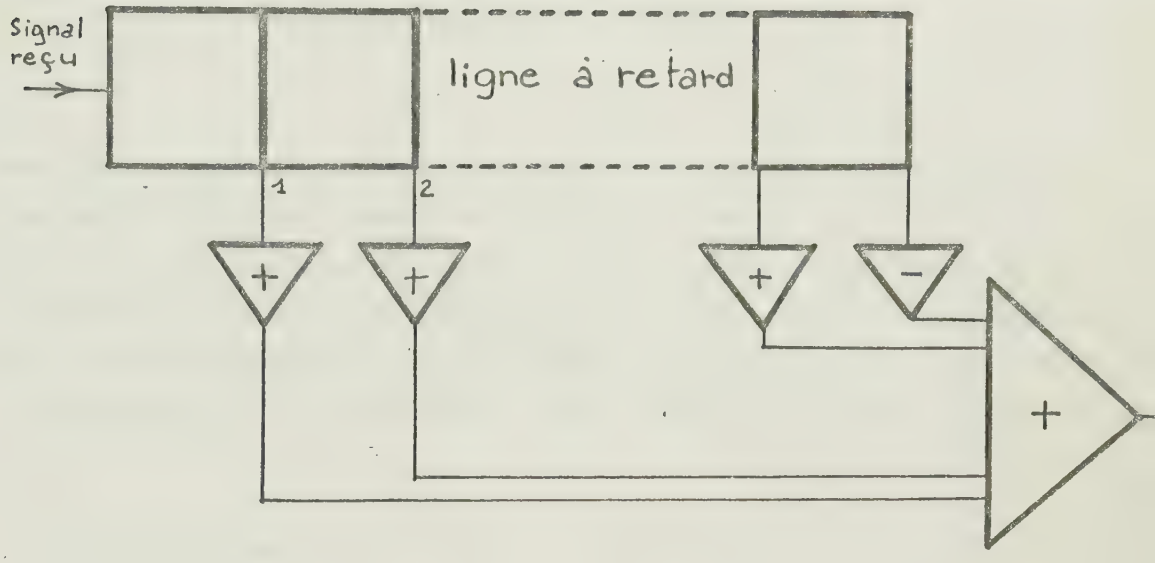


Fig. 8 a

dont les temps de retard élementaires τ sont égaux à la durée d'un digit codé en phase.

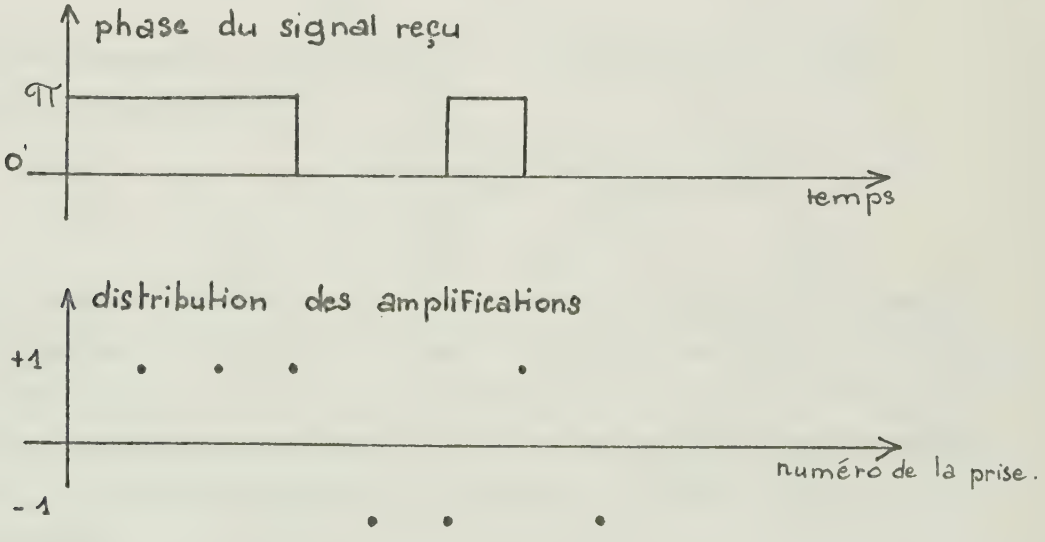


Fig. 8 b

Un tel système donne un taux de compression égal au nombre de digits du code utilisé.

LE TRAITEMENT DU SIGNAL

Nous allons examiner,dans ce paragraphe, comment les méthodes de traitement du signal permettent d'apporter, comme c'est déjà le cas pour les derniers types décrits, des améliorations notables dans les performances des sondeurs ionosphériques. Nous avons vu, précédemment, que le fonctionnement de ces derniers est analogue à celui des radars. En conséquence, nous confondrons, dans la suite, ces deux techniques.

I - LA CORRELATION

Rappelons que l'on définit [2] la fonction de corrélation associée à une fonction f par :

$$C(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot f(t - x)\, dt,$$

et dans unensemble de fonction f_1 f_2 ..... f_n, la fonction d'intercorrélation par :

$$C_{ij}(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_i(t) \cdot f_j(t - x)\, dt$$

Cette derniere quantité est, en quelque sorte, la mesure du degré de ressemblance des deux fonctions f_i et f_j. Une propriété importante des fonctions de corrélation concernant les fonctions réelles, est d'être paire et maximale pour $x = 0$, la valeur $C(o)$ mesurant dans ce cas, à un coëfficient près, l'énergie du signal représenté par la fonction f.

II - LE RECEPTEUR IDEAL

Dans le casdu radar, on définit le récepteur idéal [3 et 9] à partir de l'expression de $P(tol/y)$: probabilité, connaissant le signal

reçu y , d'existence d'une cible à la distance temporelle to (qui est le temps de propagation radar-cible-radar).

$$P\,(tol/y) = K\ exp\ \left(\frac{1}{b}\int_T y\,(t)\ .\ S(t-tol)\ dt\right)$$

expression dans laquelle ,

- K est une fonction dépendant des conditions de propagation et des caractéristiques de l'émission
- b la densité spectrale de bruit
- y le signal reçu $y = \alpha\, S(t-\Delta t) + n(t)$, $n(t)$ représentant l'ensemble des bruits ramenés à l'entrée du récepteur.
- $S(t)$ le signal émis.

Cette relation montre que les déterminations des positions les plus probables de la cible sont situées à des instants tol qui rendent maximum la fonction de corrélation :

$$C\,(tol) = \int_T y(t).\,S(t-tol)\ dt$$

et l'amplitude de C(tol) représente la possibilité de présence d'une cible.

Par conséquent, le récepteur idéal est celui qui effectue la corrélation du signal émis avec le signal reçu.

PRINCIPE DE L'EMISSION RECEPTION

Afin d'examiner plus commodément l'aspect traitement du signal dans notre station de sondage ionosphérique, nous décrirons, tout d'abord, le principe de l'Emission-Réception [11] .

Nous utilisons un système d'émission-réception à corrélation dont le schéma de principe, volontairement très amplifié, est représenté ci-dessous figure 9 :

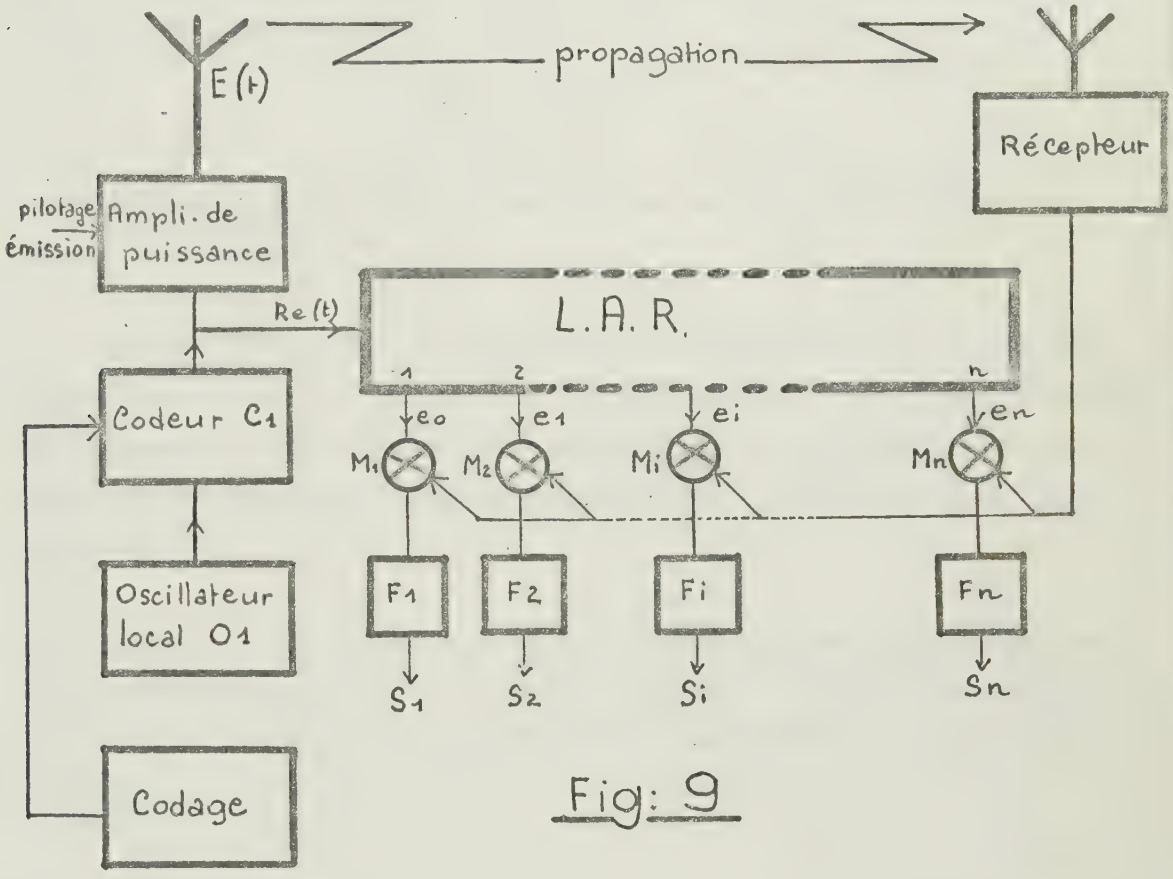


Fig: 9

- Un oscillateur local produit un signal $V \sin \omega t$ dont la fréquence $f_e = \frac{\omega}{2\pi}$ est la fréquence d'émission.

- Ce signal codé dans Cl pilote l'amplificateur de puissance qui alimente l'antenne ; le signal codé Re (t) est également appliqué à l'entrée d'une ligne à retard à prises multiples L.A.R. Sur les sorties de la ligne à retard, les signaux ei sont alors :

$$eo = Re\ (t)$$
$$el = Re\ (t-\tau)$$
$$en = Re\ (t-n\tau)$$

ou encore :

$$ei = Re\ (t-i\tau)$$

Après propagation dans l'ionosphère le signal utile reçu au niveau du récepteur a subi un affaiblissement α et un retard Δt, il est donc de la forme : $\alpha E(t - \Delta t)$. Ce signal est corrélé avec tous les ei et pour le ei tel que :

$$i\tau = \Delta t$$

La corrélation est maximum ; ceci permet de connaître le temps de propagation Δt.

On sait que la qualité de la mesure, par l'intermédiaire du rapport signal sur brut $\frac{S}{B}$ dépend de l'énergie émise. Pour un amplificateur de puissance donné, on a intérêt à utiliser en permanence la valeur crête de la puissance, donc une émission avec un taux de remplissage maximum.

Nous montrons, plus loin, que la valeur optimale du rapport $\frac{S}{B}$ est obtenue pour une durée d'émission Te égale à la durée de réception. La forme du signal émis est alors celle représentée sur la figure 10.

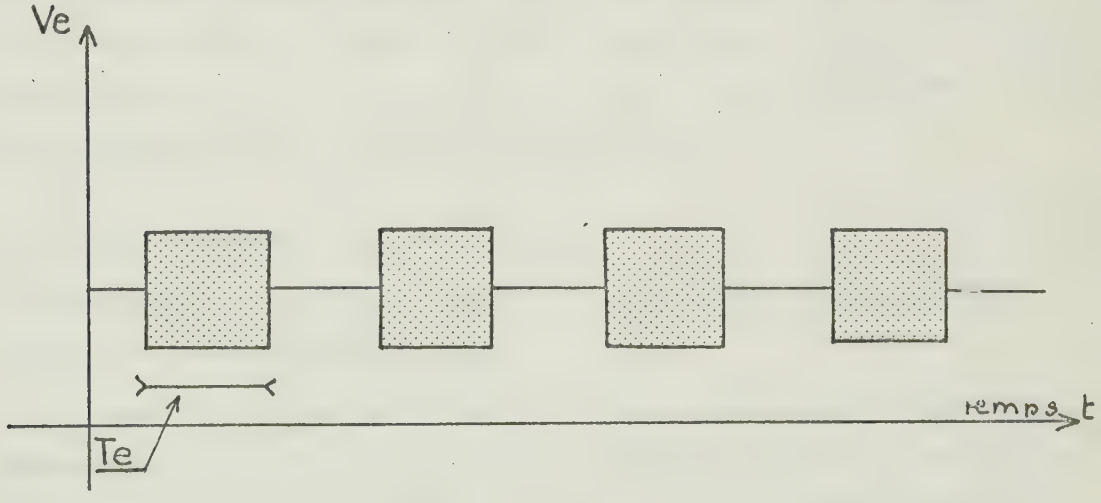


Fig: 10

Si Te est la durée de l'impulsion d'émission, dans le cas général pour un écho en sondage zénithal , et autant pour un écho de rétro-diffusion, la durée du signal reçu Tr est beaucoup plus grande que celle de l'émission. La figure 11 représente un cas réel de signal

reçu en rétrodiffusion obtenu avec un sondeur classique pour une impulsion d'émission de 700 μs.

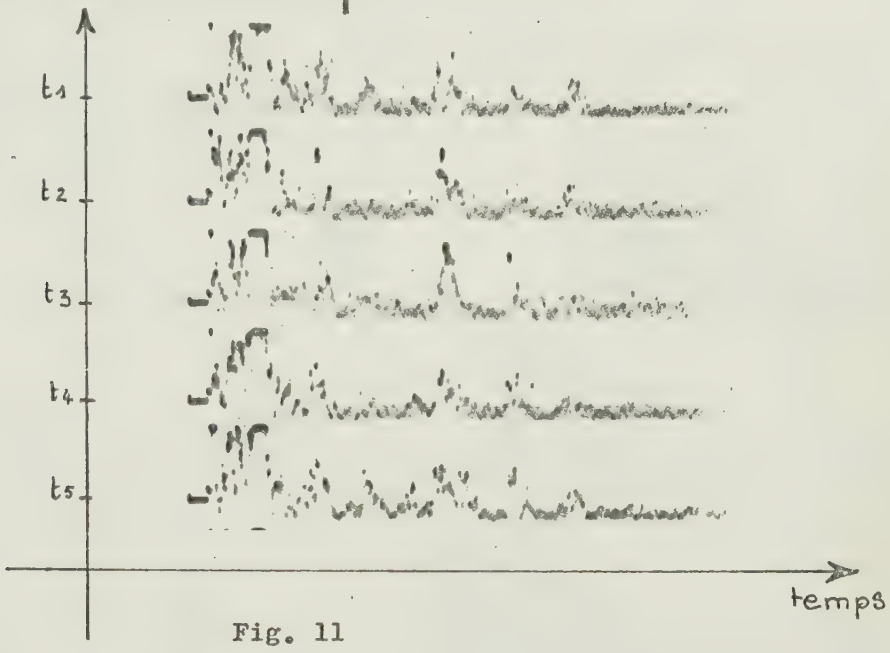


Fig. 11

Nous ne recevons donc qu'un échantillonnage de l'écho entre les impulsions d'émission. De plus, à chaque impulsion d'émission, marquée par un codage particulier -que nous détaillerons dans le chapitre suivant- correspond un écho reçu Δt plus tard ; il s'en suit qu'à un instant donné Td , on reçoit une somme de plusieurs parties d'un écho, chacune marquée par un code particulier.

La figure 12 représente ce phénomène.

- l'axe vertical représente l'amplitude de l'écho ou del'impulsion d'émission (échelles différentes)

- sur chaque axe horizontal noté ti , on a représenté l'impulsion d'émission Em et l'écho échantilloné afférent à celle-ci. On voit bien ici, qu'à un instant donné Td , on reçoit simultanément un échantillon de chacun des échos relatifs aux impulsions d'émission T1, T2....Tn; de plus, on peut remarquer que l'on reçoit tous les échantillons constituant l'écho si le phénomène est suffisamment stationnaire, ce qui est le cas pour l'ionosphère pendant la durée de la mesure, inférieure à 1 s. On a alors deux façons de considérer

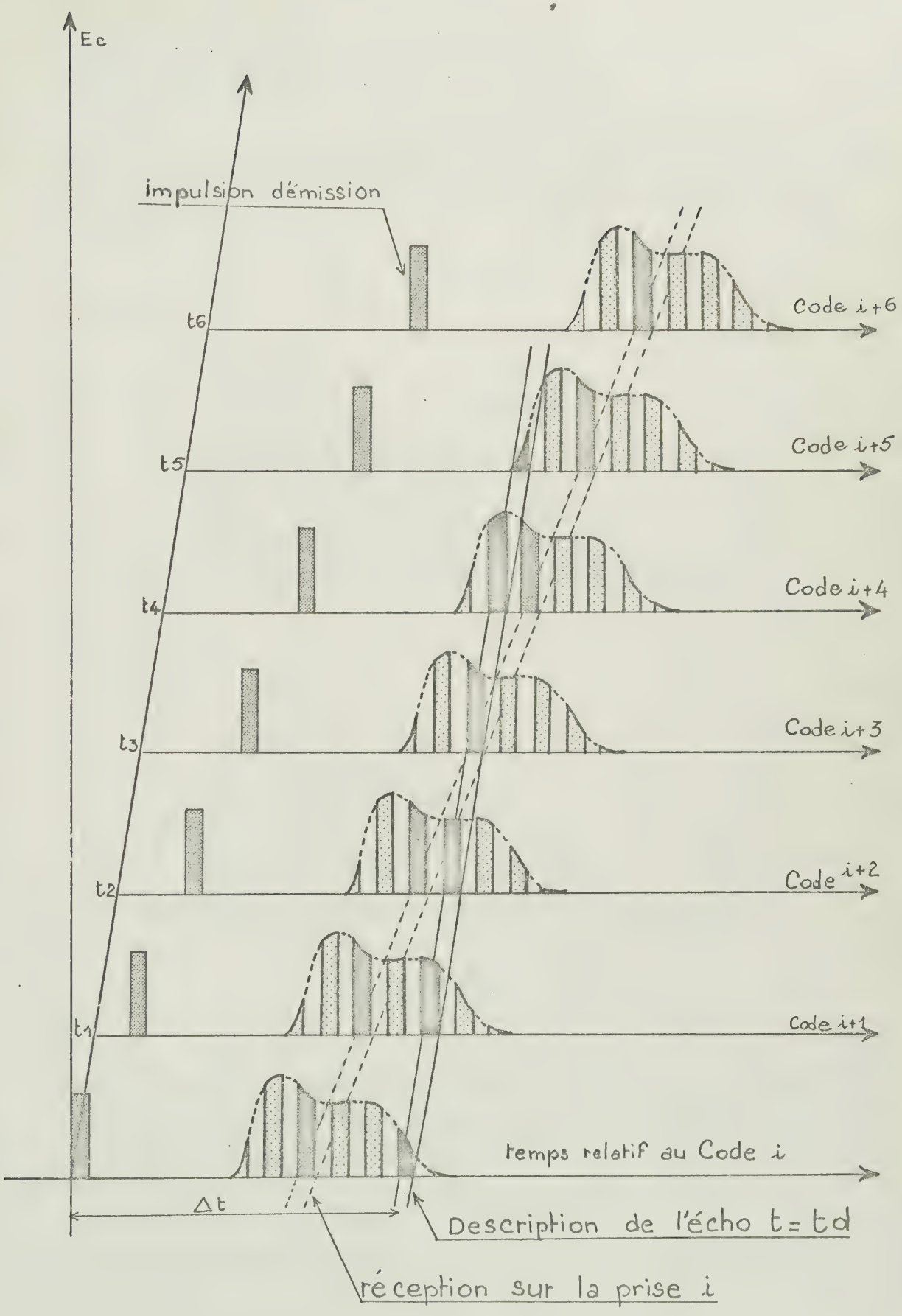

Ec
impulsion démission
t6
Code i+6
t5
Code i+5
t4
Code i+4
t3
Code i+3
t2
Code i+2
t1
Code i+1
temps relatif au Code i
Δt
Description de l'écho t = td
réception sur la prise i

Fig: 12

l'écho échantillonné :

- soit un échantillonnage temporel fig. 13 a ; l'écho est constitué d'une suite temporelle d'échantillons relatifs au même codage de l'émission Cj et

$$Ec = \sum_i Ecj\ (ti)$$

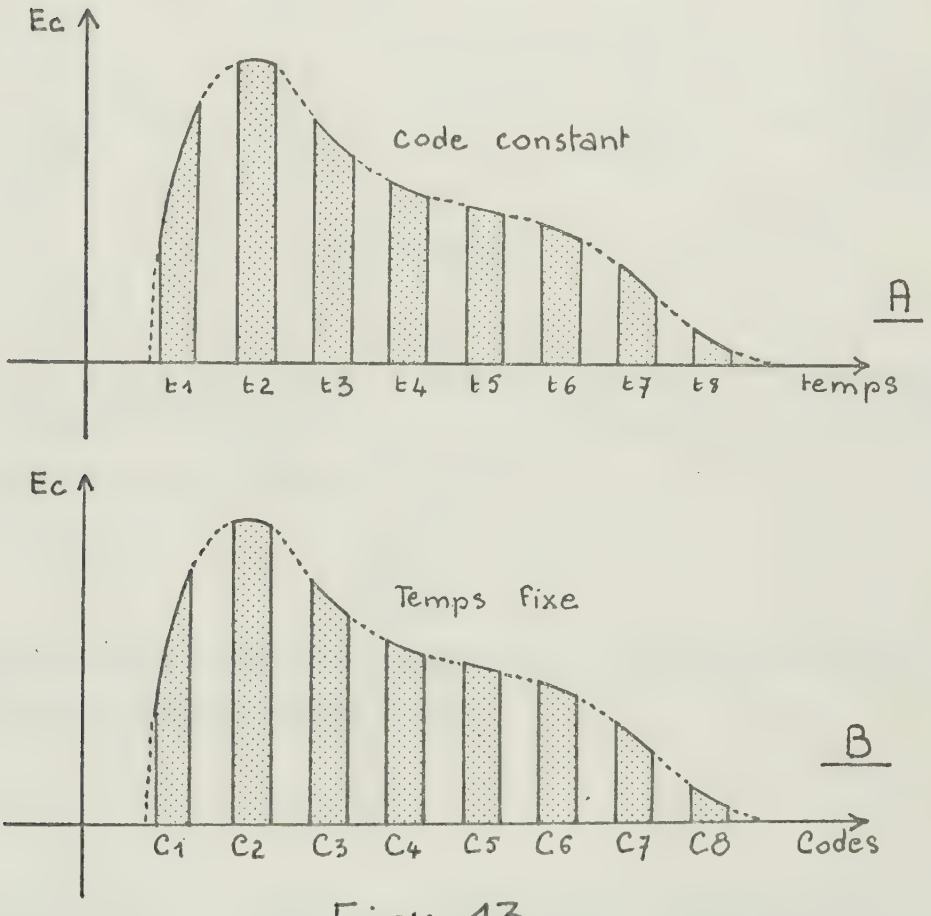


Fig: 13

- soit un échantillonnage par codage dans lequel toutes les parties de l'écho ont une occurence unique ti et sont marquées fig. 13 b par des codes différents C1 C2 .... Cn, et

$$Ec = \sum_j Ecj\ (ti)$$

C'est cette dernière représentation que nous utiliserons pour la détection.

- Influence du rapport durée émission - durée réception

Comme il a été vu précédemment, les phases émission et réception se répartissent dans le temps comme le montre la figure 14

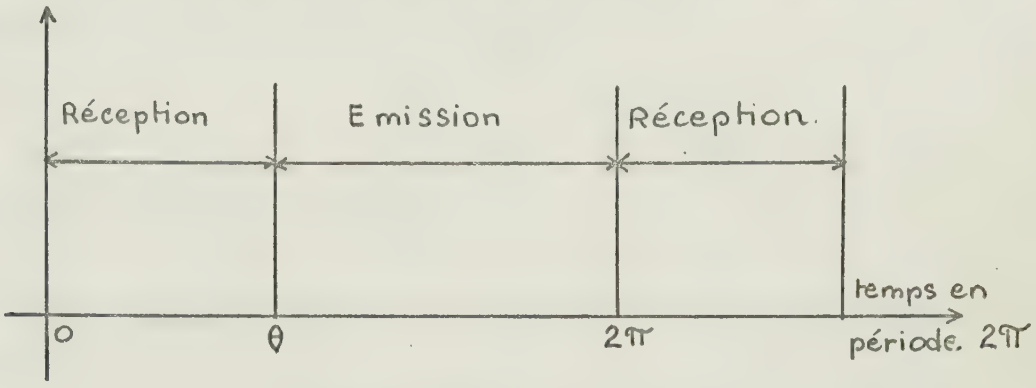


Fig: 14

On utilisera l'angle électrique $\theta = \Omega t$.

La puissance de bruit à l'entrée du récepteur est P_B et l'énergie correspondante durant la période de réception, le récepteur étant bloqué pendant l'émission, est :

$$E_B = \frac{1}{\Omega} \int_o^\theta P_B \, d\theta ,$$

et en appelant Bo l'énergie de bruit pour une période $\theta o = \pi$, l'énergie pour un angle θ est :

$$Bo \ \frac{\theta}{\theta o}$$

L'expression du signal reçu avec ce mode d'échantillonnage est :

$$V = Ec\ (\tau) \propto \sqrt{E}\ \sin \omega t . \sum ai . \cos i\, \omega t$$

où

- $Ec(\tau)$ décrit l'amplitude de l'écho en fonction du temps de propagation
- $\propto$ coëfficient d'affaiblissement dû à la propagation
- E est l'énergie émise pendant $\theta o = \pi$
- $\omega = 2\pi f$ caractérise la fréquence d'émission
- $\Omega = 2\pi f_e$ caractérise la fréquence d'échantillonnage
- et les ai le type d'échantillonnage

Compte-tenu de l'échantillonnage du signal de réception, il n'est pas nécessaire d'échantillonner le signal de corrélation. Dans ce cas, la raie correspondant au fondamental de cet échantillonnage est seule à considérer et ao est donné par

$$ao = \frac{1}{2\pi} \int_{o}^{\theta} d\theta = \frac{\theta}{2\pi}$$

l'énergie émise est $\dfrac{E\ (2\pi - \theta)}{\theta o}$

l'énergie reçue est donnée par l'application du théorème de Bessel-Parseval

$$S = Ec^2\ (\tau)\ \alpha^2\ E\ \frac{(2\pi - \theta)}{\theta\ o}\ \left(\frac{\theta}{2\pi}\right)^2 ,$$

et le rapport signal sur bruit s'écrit

$$\frac{S}{B} = \frac{k^2\ (\tau)\ \alpha^2\ E\ (2\pi - \theta)\ \theta}{B_o\ 4\pi^2}$$

Cette expression est maximale pour $(2\pi - \theta)\ \theta$ maximum, ou encore pour $\theta = \pi$.

En conclusion, on aura un rapport $\dfrac{S}{B}$ maximum pour un taux de remplissage Emission-Réception de 1/2.

TRAITEMENT DU SIGNAL RECU

Nous avons, essentiellement, expérimenté pour ce sondeur des codages[1] de phase du signal d'émission.

(1) nous préférons au terme modulation, le terme plus général de codag

Avant d'envisager le traitement d'un signal modulé en phase, examinons quelques propriétés des codes pseudo-aléatoires de Huffman.

A - ETUDE ET GENERATION D'UN CODE DE HUFFMAN

1 - Définition

Le code de Huffman [5] est un code à enchainement [6] s'obtenant à partir d'un mot de K digits (excepté le mot nul), pouvant prendre lesétats "0" ou "1". Le K + 1ème digit s'obtient en faisant la somme modulo 2 de certains digits pris parmi les K premiers. En réitérant l'opération, on peut générer ainsi un mot de longueur maximale

$$l = 2^K - 1$$

Forme mathématique

Une suite de K digits , prenant les valeurs "0" ou "1" peut se mettre sous la forme d'un vecteur

$$|X_K\rangle = \{(x_1 , x_2 , \ldots . x_k)\}$$

les x_i appartenant au Corps de Galois à deux éléments notés C.G. (2) l'élément X_{k+1} s'écrit alors

$$x_{k+1} = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \ldots . \alpha_k x_k = \langle \alpha | x_k \rangle$$

avec $\alpha_i \in$ C. G. (2)

On peut donc trouver une matrice A telle que

$$|X_{i+1}\rangle = A\ |X_i\rangle$$

A est alors une matrice carrée d'ordre k qui s'écrit:

$$A = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots\cdots\cdots \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots\cdots\cdots \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots\cdots\cdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \cdots\cdots\cdots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdots\cdots\cdots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdots\cdots\cdots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdots\cdots\cdots \\ \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 & \alpha_4 & \alpha_5 & \qquad\qquad \alpha_n \end{vmatrix}$$

Si $|X_i\rangle$ est le premier vecteur de longueur k, le vecteur de rang ρ est

$$|X_{i+\rho}\rangle = A^{\rho} |X_i\rangle$$

2 - Génération d'un code de Huffman

a - Code de longueur maximale [6]

La longueur d'un code est donnée par le nombre p tel que :

$$|X_{i+p}\rangle = A^{p} |X_i\rangle = |X_i\rangle$$

soit $A^p = I$

Soit $p(\lambda)$ le polynome caractéristique de la matrice A

$$\Delta [A - \lambda I] = p(\lambda)$$

Le polynome $p(\lambda)$ est de d° k : nombre de digit du mot générateur.

Si le polynome caractéristique $p(\lambda)$ est tel que :

$$(\lambda^q - 1) = p(\lambda)\ q(\lambda)$$

On peut écrire $A^q - I = p(A)\ q(A) = 0$

Puisque $p(A) = 0$ d'après le théorème de Cayley-Hamilton [12] et

$$A^q = I$$

Donc, pour avoir $q = 2^i - 1$, il faut que

$$\lambda^{2^i} - 1 = p\ (\lambda)\ .\ q\ (\lambda)$$

Or, on sait que, théorème de Galois [7], un polynome de d° k, irréductibre sur C.G. (2)* est primitif si, et si seulement il divise

$$x^{2^{k-1}} - 1, \text{ et ne divise pas } x^m - 1 \text{ pour } m\ 2^k - 1$$

Il s'en suit que la condition nécessaire et suffisante pour que l'égalité précédente soit vérifiée avec $p = 2^k - 1$, et par suite que le code soit de longueur maximale, et que le polynome caractéristique de sa matrice de génération soit primitif sur C.G. (2).

b - Recherche du polynome caractéristique

Le calcul du déterminant $\rho(\lambda)$, s'effectuant sur C. G. 2

$$\Delta\left[A - \lambda I\right] = \Delta\left[A - \lambda I + \lambda I + \lambda I\right] = \Delta\left[A + \lambda I\right] = p\ (\lambda)$$

Le calcul se fait commodément en développant les mineurs par rapport aux colonnes pour les λ, et par rapport aux lignes pour les α, on trouve

$$P\ (\lambda) = \begin{vmatrix} \lambda & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots \\ 0 & & 1 & 0 & 0 & \cdots \\ \vdots & & & & & \\ \alpha_1 & \alpha_2 & & & \alpha_k & +\lambda \end{vmatrix} = \alpha_1 + \lambda\left[\alpha_2 + \lambda\left[\alpha_3 + \lambda\left[\ \ldots\ldots\ \right]\right]\right]$$

---

* Ceci a lieu d'après les règles de l'algèbre sur C.G.2 : si le polynome contient un nombre impair de termes, dont le terme 1, il est irréductible.

soit, sous forme plus condensée

$$P(\lambda) = \lambda^n + \sum_{i=1}^{i=N} \lambda^{i-1} . \alpha_i$$

c - Détermination d'un code de longueur donnée

Soit à déterminer un code de Huffman de longueur $l = 2^k - 1$, il suffit de rechercher dans une table [6] le polynome primitif d'ordre k sur C. G. (2), que l'on identifie à celui de l'équation caractéristique Cette opération nous donne le vecteur et si $_i = 1$, le digit d'ordre i est utilisé pour faire la somme modulo 2.

Le calcul appliqué au cas k = 4 donne, par exemple, le code

1 1 0 1 0 1 1 1 1 0 0 0 1 0 0

mot générateur séquence totale

3 - Principe du décodage

Le codage que l'on effectue porte sur la phase du signal : "1" représentant $\varphi = 0$, et "0" représentant $\varphi = \pi$

Si le décodeur est synchrone du code, toutes les impulsions sont remises en phase, sinon elles sont modifiées par l'état du décodeur :

- "0" pas de changement de phase
- "1" changement de phase.

On voit donc que le décodage consiste à faire une somme modulo 2, digit à digit, du mot codé, avec le mot du décodeur. Deux cas peuvent se produire.

a - Les deux mots sont synchrones

Dans ce cas, la somme modulo 2 donne un mot uniquement formé de zéro

$$|X_i\rangle + |X_i\rangle = |0\rangle$$

toutes les impulsions sont remises en phase.

b - Les deux mots sont décalés d'une ou plusieurs unités

Dans ce cas, on peut montrer que le mot produit est encore un code de Huffman.

Soit $|X_i\rangle$ le premier vecteur du mot codé

et $|X_j\rangle$ le premier vecteur du décodeur $i \neq j$

posons $j = i + p$, nous avons

$$|X_i\rangle + |X_i + p\rangle = \left[I + A^p\right] |X_i\rangle$$

Si l'on peut montrer que $I + A^p$ est une puissance de A :

$$I + A^p = A^q$$

alors la somme de deux codes décalés donne encore un code puisque tous les vecteurs sont décalés d'une même quantité q .

Si $p\ (\lambda)$ est le polynome caractéristique de la matrice de génération, le théorème de Cayley-Hamilton s'écrit

$p\ (A) = 0$, expression qui s'écrit encore

$$A^k = p'\ (A)$$

en se rappelant que $p\ (\lambda)$ est un polynome primitif, la relation précédente permet d'écrire toutes les puissances de A comme la somme de polynome de d° au plus égal à k, avec au total $2^k - 1$ puissances distinctes. C'est-à-dire, que l'on trouve toutes les

combinaisons possibles des puissances de A, de d° inférieures à k soit :

- à un seul terme, il y en a C^1_k
- à deux termes, il y en a C^2_k
- à n termes, il y en a C^n_k

et au total, on a bien :

$$C^1_k + C^2_k + C^3_k + \ldots\ldots\ldots C^k_k = 2^k - 1$$

qui est la formule binome de Newton

On a donc bien une et une seule puissance de A modulo $2^k - 1$ qui est égal à $I + A^p$, ce qui démontre la proposition énnoncée.

B - RECEPTION DES SIGNAUX

1 - Traitement du signal à la réception

La réception du signal modulé en phase s'effectue avec le système présenté au § 3 de ce chapitre (figure 10).

L'expression du signal émis, s'écrit à un coëfficient près

$$R_e(t) = R \sin \left[\omega_o \; t + \varphi(t) \right]$$

et le signal à la prise i

$$R_{ei} = R_e \; (t - \tau k) = R \sin \; (\omega_o \; t + \varphi_{rk})$$

avec $\varphi_{rk} = \; (t - \tau k) - \omega_o \; \tau \; k$

Le signal émis est en fait différent de $R_e(t)$ puisque l'émetteur découpe ce signal, mais comme nous l'avons déjà remarqué, tout se passe comme si le récepteur recevait une onde continue échantillonnée à la réception.

a - le signal reçu

Le signal reçu, relatif à une cible et à une impulsion de l'émission est de la forme $A\, K_{(\tau)}\, R_e\, (t - \tau)$; expression dans laquelle τ est le temps de transit dans l'ionosphère, $K_{(\tau)}$ la fonction décrivant l'amplitude de l'écho et A l'affaiblissement dû à la propagation. Mais à un instant t donné, il arrive plusieurs de ces signaux (fig 1) et finalement le signal reçu au niveau de l'antenne $B(t)$ s'écrit

$$B(t) = \sum_{i=1}^{i=N} A\, K_{(\tau i)}\, R_e\, (t - \tau_i)$$

soit encore,

$$B(t) = \sum_{i=1}^{i=N} A_i \sin \left[(\omega_o t + \varphi_{si} \right]$$

avec $\varphi_{si} = \varphi(t - \tau_i) - \omega_o \tau i$

Le signal $S(t)$ est découpé au niveau du récepteur par des créneaux carrés de la forme

$$A(t) = \sum_{j=o}^{\infty} a_j \cos j\Omega t = a_o + \sum_{j=1}^{\infty} a_j \cos j\Omega t$$

le signal $S(t)$ à la sortie du récepteur s'écrit alors :

$$S(t) = \sum_{i=1}^{i=N} A_i\, a_o \sin \left[(\omega_o t + \varphi_{si} \right] + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{i=N} \sum_{j=1}^{\infty} A_i\, a_j \Big\{$$

$$\sin \left[(\omega_o + j\Omega)\, t + \varphi_{si} \right] + \sin \left[(\omega_o - j\Omega) t + \varphi_{si} \right]$$

b - Traitement du signal à la réception

Le mélangeur M_k situé à la prise d'ordre k de la ligne à retard (figure 9) effectue le produit P

$$P_k = S(t) \cdot e_k(t)$$

avec $$e_k(t) = R \sin(\omega_o t + \varphi_{rk})$$

$$P_k(t) = R \sin\left[\omega_o t + \varphi_{rk}\right] x \left\{ \sum_{i=1}^{i=N} A_i a_o \left[\sin\left[\omega_o t + \varphi_{si}\right] + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{i=N} \sum_{j=1}^{\infty} A_i a_j \sin\left[\omega_{oj} t + \varphi_{si}\right] + \sin\left[\omega_{o-j} t + \varphi_{si}\right] \right] \right\}$$

expression dans laquelle :

$$\omega_{oj} = \omega_o + j\Omega$$

et $$\omega_{o-j} = \omega_o - j\Omega$$

et en effectuant les produits, nous trouvons :

$$P_k(t) = \sum_{i=1}^{i=N} \frac{A_i a_o r}{2} \left[\cos(\varphi_{rk} - \varphi_{si}) - \cos(2\omega_o t + \varphi_{rk} + \varphi_{si})\right]$$

$$+ \sum_{i=1}^{i=N} \sum_{j=1}^{\infty} \frac{R A_i a_j}{4} \left[\cos\left[(\omega_o - \omega_{oj})t + \varphi_{rk} - \varphi_{si}\right] - \cos\left[(\omega_{oj})t + \varphi_{rk} + \varphi_{si}\right] \right]$$

$$+ \sum_{i=1}^{i=N} \sum_{j=1}^{\infty} \frac{R A_j a_j}{4} \left[\cos\left[(\omega_o - \omega_{o-j})t + \varphi_{rk} - \varphi_{si}\right] - \cos\left[(\omega_o + \omega_{o-j})t + \varphi_{rk} + \varphi_{si}\right] \right]$$

Le spectre de $R_k(t)$ contient des raies aux pulsations :

- $\omega_1 = 2\omega_o$
- $\omega_2 = \omega_o - \omega_{oj} = -j\Omega$
- $\omega_3 = \omega_o + \omega_{oj} = 2\omega_o + j\Omega$
- $\omega_4 = \omega_o - \omega_{o-j} = j\Omega$
- $\omega_5 = \omega_o + \omega_{o-j} = 2\omega_o - j\Omega$

dont les plus basses sont situées en dehors des filtres F , et les termes seront de la forme :

$$U_k(t) = \frac{A_k\, a_o R}{2} \cos\ (\varphi_{rk} - \varphi_{sk})$$

U étant la tension à la sortie des filtres F_k.

De plus, si on a constamment

$$\varphi_{rk} = \varphi_{sk} \quad , \quad U_k = \frac{A_k a_o R}{2} \quad , \quad U_k$$

étant la valeur moyenne du produit $P_k(t)$:

$$U_k = \frac{1}{T} \int_T S(t) \cdot R_e(t - Z_k)\, dt \ ;$$

Le filtre se conduisant en simple intégrateur.

Cette expression, qui n'est autre que le produit de corrélation du signal reçu S (t) par le signal émis $R_e(t)$, montre que le récepteur constitué de la ligne à retard munie de ces prises, des mélangeurs M et des filtres passe-bas F : est un récepteur adapté [3] .

C - PROPRIETES DES CODES DE HUFFMAN

1 - Fonction de corrélation

a - Nombre "1" et de "0" dans un code de Huffman

Dans une séquence de L digits, telle que $L = 2^k - 1$, il y a L

vecteurs $|X\rangle$ différents de longueur k, c'est-à-dire que tous les $|X\rangle$ représentent tous les nombres binaires de 1 à L : chacun des éléments étant comptés k fois, il y a

$$\frac{k\,(L+1)}{2} \times \frac{1}{k} = \frac{L+1}{2}$$ digits "1", soit N_1 ce nombre

et

$$\left(\frac{k\,(L+1)}{2} - k\right) \frac{1}{k} = \frac{L-1}{2}$$ digits "0", soit N_o ce nombre

b - Codes synchrones

Pour déterminer la fonction de corrélation d'un signal modulé en phase par un code de Huffman, nous allons raisonner sur un code de longueur 7. Les résultats pouvant être étendus au cas général sans difficultés. La transposition code numérique codage en phase correspond à la transposition.

$1 \longrightarrow \varphi = 0 \longrightarrow V = +V_o$ pour le signal et $V = +1$ pour la référence
$0 \longrightarrow \varphi = \pi \longrightarrow V = -V_o$ pour le signal et $V = -1$ pour la référence

Nous prendrons $V_o = 1$ V, pour normer les fonctions.

Dans ces conditions, nous avons montrer que le produit de deux codes synchrones donnait une phase nulle à tous les digits, donc une valeur + 1 constante.

c - Codes décalés d'un nombre entier P de digits

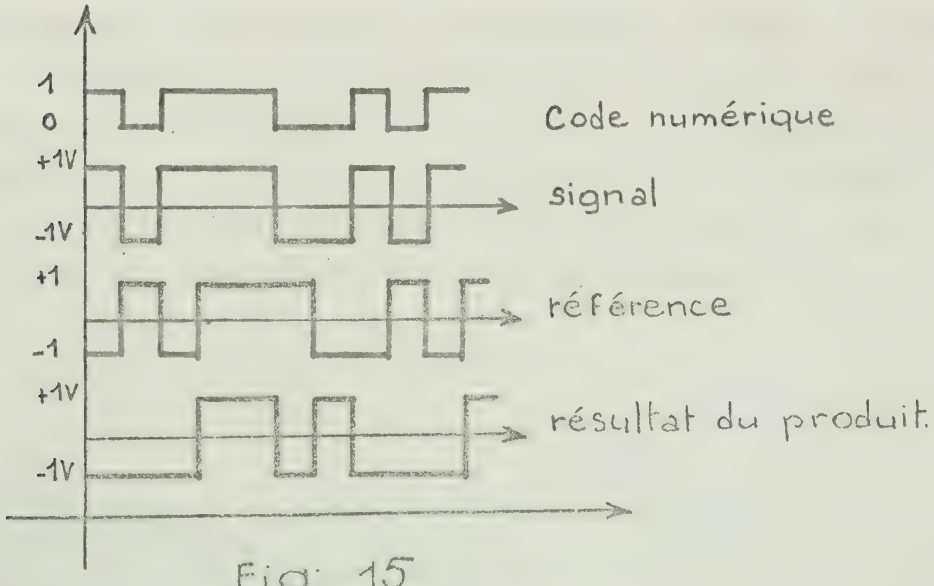


Fig: 15

La figure 15 décrit un tel cas. On obtient bien, comme résultat, un code de Huffman décalé comme nous l'avons montré ; mais, compte-tenu de la forme du codage, il est de plus multiplié par -1, donc la valeur moyenne est $-\frac{1}{N}$

d - Décalage d'une quantité quelconque $P + \mathcal{E}$

$$P \in Z \quad \text{et} \quad 0 < \mathcal{E} < 1$$

La figure 16 fait apparaître des zones telles que A, qui correspondent à une création de 1 et des quantités B qui correspondent à des créations de zéro. Ces nombres sont invariants avec $\mathcal{E}$.

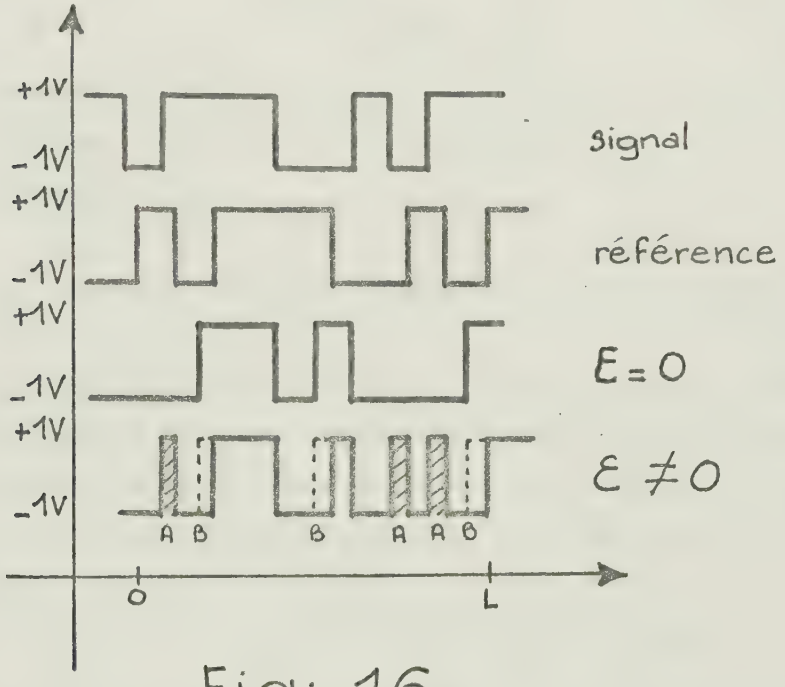


Fig: 16.

Pour $\mathcal{E} = 1$ ou 0, on est ramené à un décalage d'un nombre entier de digits, or pour les cas : décalage de P digits, et décalage de P + 1 digits, le résultat obtenu donne toujours un code de Huffman ; soit $\frac{N+1}{2}$ "1" et $\frac{N-1}{2}$ "0" ; lorsque le décalage varie de 0 à 1, il n'y a donc ni création de 1, ni création de 0. Ceci impose que le nombre de zones A est égal au nombre de zones B, donc la valeur moyenne est constante quel que soit $\mathcal{E}$.

Ceci nous permet d'établir avec exactitude la forme de la fonction de corrélation des codes de Huffman (fig. 17).

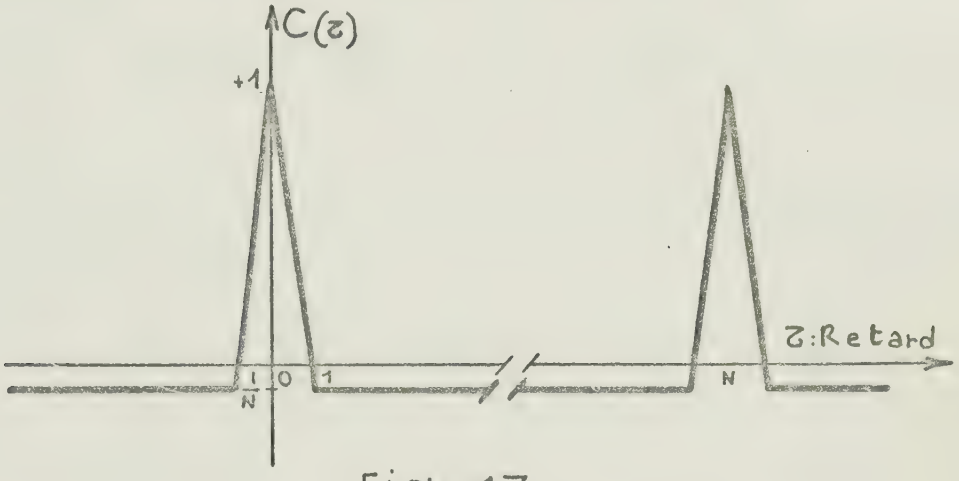


Fig: 17

Pour des raisons évidentes de continuité, le décalage de ε autour du point O est linéaire. De plus, cette fonction est périodique sur longueur du code.

2 - Spectre d'un signal modulé par un code de Huffman

La détermination de la fonction faite ci-dessus permet de de déterminer le spectre d'un tel codage. En effet, si l'on appelle $C_n(h)$ les coëfficients complexes de la série de Fourier d'un code de Huffman, les coëfficients de la fonction de corrélation $C(\mathcal{Z})$ sont donnés par

$$C_n\,(C\,(\mathcal{Z})) = C_n(h)\ .\ \overline{C}n\,(h)$$

Les coëfficients de Fourier de la fonction de corrélation représentent l'énergie de chacune des raies du spectre du signal. La définition des coëfficients complexes appliquée à notre cas donne :

$$C_n\,(\,C(\mathcal{Z})\,) = \frac{1}{N}\int_0^N C\,(\mathcal{Z})\,e^{-ni\omega\mathcal{Z}}\,d\mathcal{Z}$$

$$C_o\,(\,C(\mathcal{Z})\,) = \frac{1}{N}\int_0^N C\,(\mathcal{Z})\,d\mathcal{Z}$$

L'expression analytique de $C\,(\mathcal{Z})$ se déduit de l'examen de la figure 17.

figure 17

$$C(\tau) = 1 - \frac{N+1}{N\theta} |\tau| \quad \text{pour} \quad |\tau| \leqslant \theta$$

$$C(\ ) = -\frac{1}{N} \quad \text{pour} \quad \theta < |\tau| < (N-1)\,\theta$$

En reportant ces relations dans les définitions de C_n et C_o, on trouve tous calculs faits :

$$C_n = \frac{N+1}{N^2} \left(\frac{\sin x}{x}\right)^2 \quad \text{avec} \quad x = \frac{n\pi}{N}$$

et $$C_o = \frac{1}{N^2}$$

Compte-tenu de

$$C_n(\tau) = C_n(h)\,\overline{C}_n(h)$$

et $$C_n = \frac{an}{2}$$

Les coëfficients relatifs aux amplitudes s'écrivent :

$$a_o = \frac{1}{N}$$

$$a_n = \frac{\sqrt{2\,(N+1)}}{N} \cdot \frac{\sin \frac{n\pi}{N}}{\frac{n\pi}{N}}$$

expression qui montre que l'enveloppe du spectre est une courbe

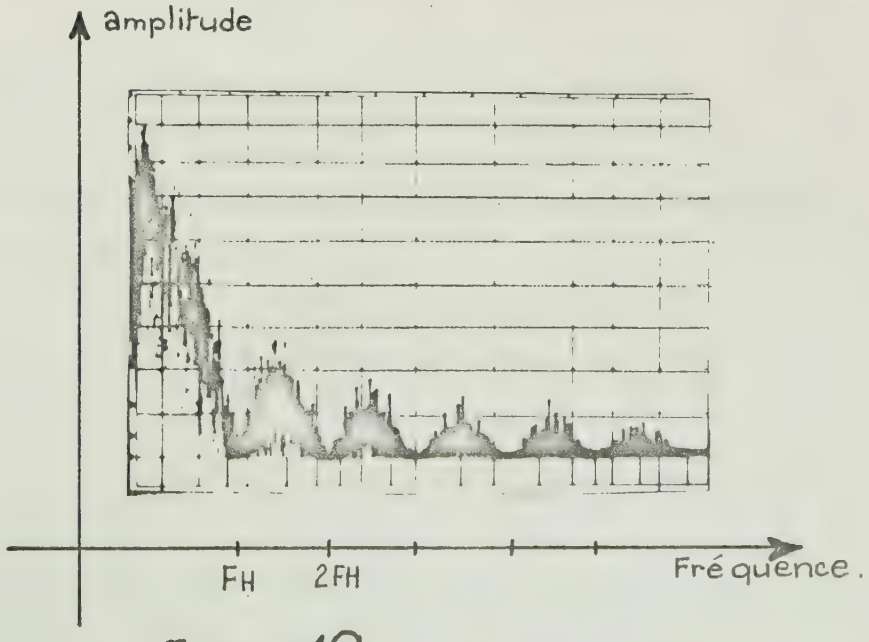


Fig: 19.

en $\frac{\sin x}{x}$ dont le premier zéro a lieu pour une fréquence $F_H = \frac{N}{T_H}$, N étant la longueur du code et T_H la durée d'un digit.

Un exemple du spectre est donné figure 18.

Conclusion

Nous venons d'examiner le type de codage de phase dont les qualités sont fixées par la fonction de corrélation. Le système de réception envisagé constitue, dans ce cas, un filtre adapté au sens de l'extraction optimale d'un signal, d'un bruit blanc.

D - CAS D'UN FILTRAGE DU CODE

La fonction de corrélation, que nous avons déterminée précédemment, s'entend pour un signal dont le spectre est illimité. Dans la pratique, on ne peut évidemment procéder ainsi. De plus, l'allure du spectre d'un code de Huffman montre que pratiquement toute son énergie est contenue dans le lobe principal. Comme le rapport signal sur bruit, à la sortie des corrélateurs dépend de la largeur de bande à l'entrée, il faut en chercher la valeur optimale. L'effet de filtrage apporte une modification de la fonction de corrélation qui conduit au choix d'un compromis que nous allons déterminer.

1 - Variation de l'énergie avec la largeur de bande

L'énergie totale contenue dans le signal, par application de l'identité de Parseval est

$$E_T = \sum_{n=o}^{\infty} a_n^2$$

En normant et en passant à un spectre continu, on obtient

$$E_T = \int_o^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x}\right)^2 dx,$$

avec $x = \frac{n\pi}{N}$

et le pourcentage P_k d'énergie transmise dans une bande de fréquence de O à kf_H, est :

$$P_k = \frac{\int_o^{xo} \left(\frac{\sin x}{x}\right)^2 dx}{\int_o^{\infty} \left(\frac{\sin x}{x}\right)^2 dx}$$

avec $xo = k\pi FH$.

La fréquence de coupure envisagée est, dans ces conditions à k FH. Le calcul des P_k se fait par intégration numérique et fournit la courbe de la figure 19.

L'examen de cette courbe permet de voir que :

- la limitation de la bande à f_H conserve 90 % de l'énergie
- à $\frac{1}{2}$ FH, on transmet encore 78 % de l'énergie

Bien entendu, on pourrait conclure que la bande passante la plus faible donne le meilleur résultat, mais cette réduction entraîne une déformation de la fonction de corrélation qui conduit à une diminution de la résolution. Ce point ne revêt pas, dans les sondages ionosphériques, un caractère aussi crucial que dans le cas du radar, c'est pourquoi nous avons envisagé cette éventualité.

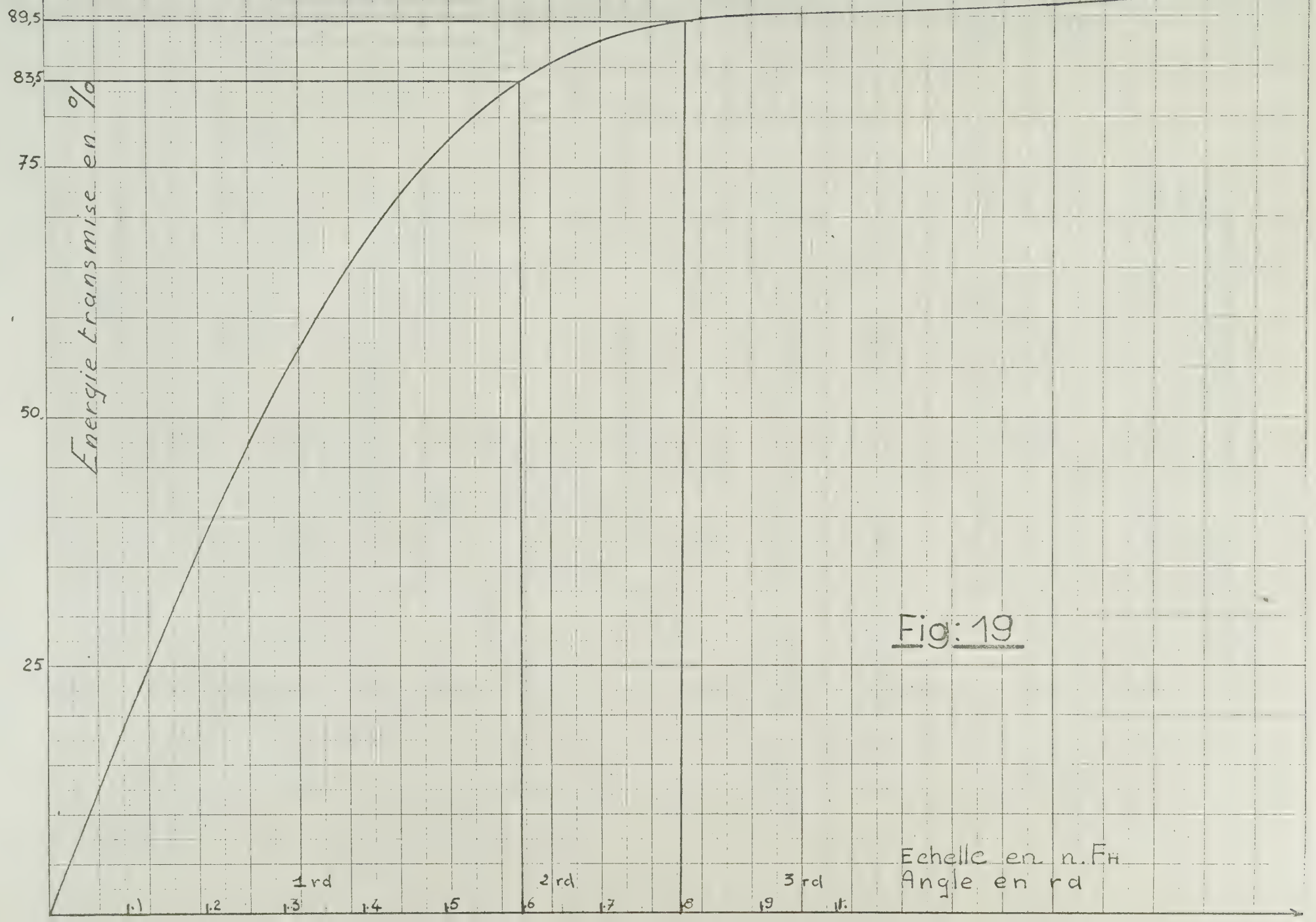

89,5
83,5
75
50
25
Energie transmise en %
1 rd
2 rd
3 rd
1.1
1.2
1.3
1.4
1.5
1.6
1.7
1.8
1.9
1.
Echelle en n. FH
Angle en rd

Fig: 19

2 - Modification de la fonction de corrélation

Une relation entre le produit de convolution co_{xy} :

$$co_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\, y(\tau - t)\, dt,$$

et la fonction de corrélation c_{xy} :

$$c_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\, y(t - \tau)\, dt,$$

s'obtient en changeant t en $-t$ dans la fonction y et τ en $-\tau$ dans co_{xy}.

La transformée de Fourier TF [19] de co_{xy} s'écrit :

$$CO(u/co(\tau) = X(u) \cdot Y(u),$$

avec

$$x(t) \xrightarrow{TF} X(u)$$

$$y(t) \xrightarrow{TF} Y(u)$$

$$co(\tau) \xrightarrow{TF} CO(u/co(\tau))$$

et

$$c(\tau) \xrightarrow{TF} C(u/c(\tau)).$$

On a de plus, $y(-t) \xrightarrow{TF} Y(-u)$

et si y est à valeurs réelles

$$Y(-u) = Y^{*}(u),$$

d'où,

$$C_{xy}(u/c(-\tau) = X(u)\, Y^{*}(u).$$

$$C_{yx}(u/c(\tau)) = X^{*}(u)\, Y(u).$$

Si l'on fait $x = y$ on retrouve une forme du théorème de Wiener Kinchine : $C_{xx} = X^{2}$.

Dans ces conditions, si l'on effectue l'intercorrélation d'un signal $\hat{x}$ obtenu par filtrage de x dans un filtre dont la fonction de transfert (F. T.) est $G(u)$, on obtient,

$$C_{\hat{x}x} = X^{*}. \ (X.G.)$$

En faisant une description temporelle de la fonction de corrélation modifiée, et en identifiant les variables temps et décalage, on peut écrire :

$$C_{\hat{x}x} = (X^{*} X) \ . \ G = C_{xx} \ . \ G$$

Relation qui montre que la fonction d'intercorrélation d'un signal non filtré avec ce même signal mais filtré, se déduit de la fonction d'autocorrélation du signal non filtré, par passage de cette dernière dans un filtre identique, moyennant, entre t et τ, la normalisation. précédante.

3 - Calcul des fonctions de corrélation modifées

Le calcul consiste maintenant à trouver la fonction de sortie d'un filtre excité par un signal semblable à la fonction de corrélation. Le problème a été résolu à l'aide de la Transformation de Laplace, et pour éviter le problème de la discontinuité à l'origine, la fonction considérée est celle de la figure 20, qui a subi une addition de $\frac{1}{N}$, et dontl'expression analytique s'écrit :

$$f(\tau) = \frac{N+1}{N}\left[\tau\Gamma(\tau) - 2(\tau-1)\Gamma(\tau-1)+(\tau-2)\Gamma(\tau-2)\right.$$

et la transformée de Laplace est

$$F(p) = \frac{N+1}{N} \times \frac{(1 - 2e^{-p} + e^{-2p})}{p^{2}}$$

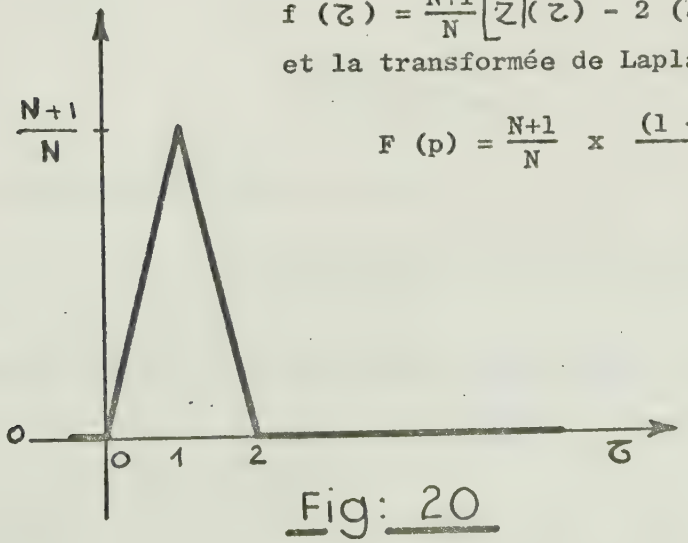


Fig: 20

Le tracé des courbes des fonctions de corrélation modifées ainsi que la détermination des valeurs ont été effectués à l'aide d'un ordinateur Trois cas ont été envisagés : filtre passe-bas d'ordre 1, Butterworth d'ordre 2, et Butterworth d'ordre 4. Le troisième programme permet, avec peu de modifications, d'envisager un filtre différent et d'ordre quelconque.

a - Filtre passe-bas d'ordre 1

La F.T., d'un tel filtre, s'écrit :

$$H(p) = \frac{a}{a + p}$$

où a , est la pulsation de coupure.

- facteur de filtrage : La relation entre la fréquence de coupure du filtre de signal f(t), et celle du filtre de la fonction C (ζ), se déduit de l'examen de la figure 21.

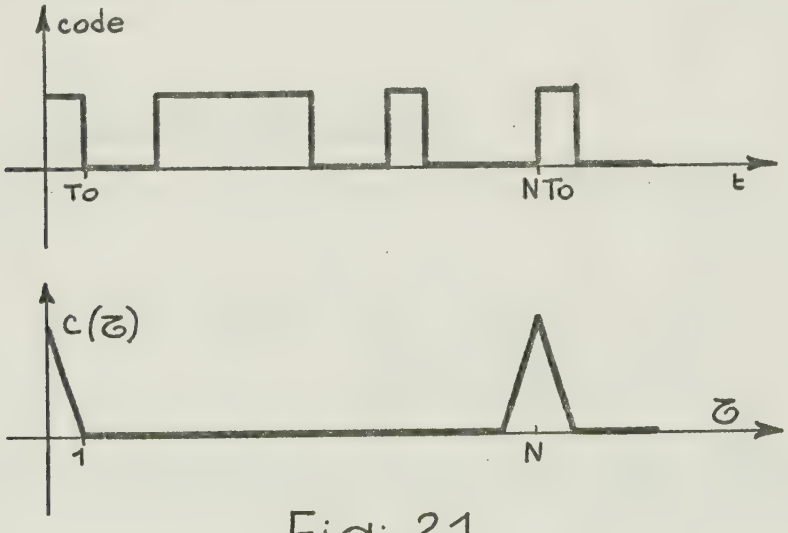


Fig: 21

On prend, comme normalisation

To = 1 s, soit FHo = 1 Hz.

Dans le cas où la bande passante kFH, on a

$$\omega_c = 2 \pi k \text{ rd/s}$$

k étant ici le facteur de bande passante (FBP) à FH.

La transformée de Laplace de la fonction de corrélation modifiée, par un filtre passe-bas dont le FBP est k, s'écrit en posant $a = 2\pi k$

$$(c(x)) = \frac{N+1}{N} \quad \frac{(1 - 2e^{-p} - e^{-2p})}{p^2 (p + a)}$$

L'original étant

$$C(x) = \frac{N+1}{N} \left\{ K(x) - 2K(x-1) + K(x-2) \right\} \qquad \text{avec}$$

$$K x = \frac{1}{a} \left[e^{-ax} + ax - 1 \right] \Gamma(x)$$

Les courbes, figure 22, ont été tracées pour 12 des valeurs FBP [10 (pas de limitation) ; 2 ; 1; 0, 9; 0, 8; .... 0, 1].

b - Filtre Butterworth d'ordre 2

La fonction de transfert de ce filtre s'écrit [20] :

$$F(p) = \frac{a^2}{a^2 + 2a\frac{2}{2} p + p^2}$$

Tous les calculs faits, l'original de la sortie du filtre s'écrit :

$$\hat{C} = \frac{N+1}{N} \left(k(x) - 2k(x-1) + k(x-2) \right.$$

avec $K(x) = \left[x + \frac{\sqrt{2}}{a} \left(e^{-\frac{a}{2} x} \cdot \cos \frac{a}{2} x - 1 \right) \right] \Gamma(x)$

Les courbes correspondantes sont représentées figure 23.

c - Filtre Butterworth d'ordre 4

Dans le cas des filtres d'ordre supérieur à 2 la recherche des transformées de Laplace et des originaux devient vite inextricable ; c'est pourquoi on a mis au point une méthode plus générale et susceptible de d'adapter à tous les cas classiques y compris les filtres de types différents.

La F.T. d'un filtre Butterworth d'ordre n s'écrit [20] :

$$F(p) = \omega^n / \prod_1^n (p - \omega a_i),$$

Les a_i étant les racines $\sqrt[n]{}$ n ième de l'unité, à parties réelles négatives pour n impair, et les racines $\sqrt[n]{}$ $n^{ième}$ de (-1) pour n pair.

L'original de $\frac{1}{Q(p)}$, où Q est un polynome de degré n s'écrit [21]

$$\mathcal{L}^{-1}\left(\frac{n}{Q(p)}\right) = \sum_1^n k \frac{\omega^n}{Q'(\omega a_k)} e^{\omega a_k x}$$

$\omega . a_k$ étant les racines de Q.

On en déduit alors,

$$\mathcal{L}^{-1}\left(\frac{1}{p^2 Q(p)}\right) = \int_o^x \int_o^x \sum_1^n k \frac{\omega^n e^{\omega a_k x}}{Q'(\omega a_k)} . dx . dx$$

$$= \sum_1^n k \frac{B(k)}{\omega^2 a_k^2} (e^{\omega a_k x} - \omega a_k x - 1)$$

avec $$B(k) = \frac{\omega^n}{Q'(\omega a_k)}$$

Le calcul appliqué à notre cas donne :

$$C(x) = \frac{N+1}{N} \left[K(x) - 2k(x-1) + K(x-2) \right] \qquad \text{avec}$$

$$K(x) = \sum_{1}^{n} k \frac{\omega^{n-2}}{a^2 k} B(k) \left[e^{\omega a_k x} - \omega a_k x - 1 \right] \Gamma(x)$$

Les courbes correspondantes sont représentées figure 24.

Conclusion

L'analyse énergétique montre qu'il n'y a pas grand inconvénient à limiter la bande passante, à la réception, à une valeur inférieure à la fréquence d'horloge du code de Huffman.

C'est, en fait, l'examen des courbes 22 à 24 qui fixera la bande passante minimale à observer. Les conventions typographiques pour le tracé des courbes sont les suivantes :

*	F B P = 10	(pratiquement pas de limitation)
+	F B P = 2	
.	F B P = 1	
9	F B P = 0,9	
⋮	⋮	⋮
2	F B P = 0,2	
1	F B P = 0,1	

On constate, tout d'abord, que les effets dus aux filtrage

Fig: 22.

Filtre d'ordre 2

* ——— FBP = 10

• — — FBP = 1

•7 - - - - FBP = 0,7

•5 ——.—. FBP = 0,5

Fig: 23

Filtre d'ordre 4

* ——— FBP = 10

• — — FBP = 1

•7 - - - - - FBP = 0,7

•5 ——— FBP = 0,5

Fig: 24

s'accroissent avec l'ordre du filtre. Il apparait un décolage de la pointe de corrélation dû au temps de retard introduit par le filtrage du signal. Une diminution du maximum de la fonction de corrélation est entraînée par un filtrage de plus en plus important.

Dans le cas de l'utilisation d'un filtre d'ordre élevé, on note l'apparition de pointes secondaires dans la fonction de corrélation. On veillera à choisir, en conséquence, la bande passante du récepteur, defaçon à la rendre négligeable pour le type de mesures effectuées.

Nous avons également calculé des valeurs numériques de ces fonctions, pour obtenir une plus grande précision que la lecture des courbes.

Si l'on prend la valeur de F B P = 0,7 FH, les résultats sont les suivants :

- la pointe de corrélation est décalée de 0,65 digits
- son amplitude est de 88 %
- il y a des rebondissements :

à 1,3 digit de la pointe, et d'amplitude 5 %
à 2,1 digits de la pointe, et d'amplitude 1,5 %
à 3 digits de la pointe, et d'amplitude 0,4 %

le reste étant négligeable.

Dans ces conditions, l'énergie transmise est de 87,5 % (d'après la courbe figure 19).

Ces résultats étant tout-à-fait, acceptables nous pourrons envisager un tel filtrage F B P = 0,7 dans le cas d'une réception très brouillée. Le reste du temps, un filtrage à F B P = 2 ne nécessitera aucune correction de distance.

CAS DES MESURES IONOSPHERIQUES

Nous nous sommes essentiellement attachés, dans ce qui précède, à l'aspect protection contre le bruit ; nous allons en examiner l'intérêt majeur, analyser un certain nombre de problèmes particuliers, propres aux mesures ionosphèriques, et voir comment le codage proposé permet d'apporter des solutions.

I - GAIN EN PUISSANCE

Comme nous l'avons déjà souligné à propos des sondeurs de type récent, l'intérêt d'un système d'émission quasi-continu par rapport au système impulsionnel, est la plus faible puissance crête nécessaire au premier et ceci dans le rapport des taux de remplissage, soit un facteur situé vers 20 dB. Pour fixer les idées, dans les sondages par rétrodiffusion la puissance nécessaire de 100 KW crête dans les sondages impulsionnels est ramenée facilement à 1 KW crête.

II - BROUILLAGE DES MESURES

Il est bien connu que le domaine des ondes H.F., où précisément se font les mesures ionosphèriques, est un domaine très encombré de l'espace hertzien ; par conséquent, il est très fréquent que l'on soit perturbé par un émetteur interférant dans la bande de mesure. Dans ces conditions, le signal reçu R(t) sera de la forme

$$R(t) = u(t) + b(t) + p(t)$$

avec u(t) signal utile

b(t) bruit

p(t) signal à une fréquence proche du signal utile émis par un poste parasite

Le principe du filtre adapté nous protège au mieux de b(t) ; examinons, maintenant, l'effet du codage sur la protection, vis-à-vis de p(t).

Si un brouilleur est calé sur la fréquence de mesure (cas d'uneonde pure), la protection est dans ce cas $\frac{1}{N}$ car le corrélateur transforme cette onde en un code de Huffman dont l'intégration donne $\frac{1}{N}$. Dans tous les autres cas, la protection est supérieure.

III - EFFET DOPPLER

Le gradient d'ionisation de l'ionosphère varie dans le temps. L'effet observé par l'expérimentateur est alors une variation de la hauteur apparente de la couche, donc déplacement de la cible et introduction d'un effet doppler. L'effet doppler introduit par l'ionosphère est inférieur à 3 Hz, et la plupart du temps inférieur à 1Hz ; ceci impose un gabarit à nos systèmes de filtrage ; mais on peut dans ce cas évaluer avec précision la valeur de la fréquence doppler.

Avec ce codage, la durée du code doit être supérieure à la période de l'effet doppler, ce qui revient à dire que le temps d'intégration doit être compatible avec la valeur de lafréquence doppler f_d.

On peut envisager, lorsque f_d est connu , de réduire, quand même, la bande passante du filtre (ou de l'intégrateur) en injectant dans la chaine un décalage de f_d ; dans ce cas, on est ramener à l'étude sans fréquence doppler.

De plus, on peut, par ce procédé, envisager de détecter des cibles de fréquence doppler plus élevées en obtenant, cette fois, une réjection sur les échos dûs aux cibles ionosphériques normales ; échos zénithaux ou échos de sol.

Conclusion

Le système proposé permet :

a - de diminuer la puissance nécessaire à l'émission tout en ayant l'extraction optimale du signal utile du bruit blanc (récepteur et température d'antenne)

b - de se protéger des effets néfastes et fréquents des postes parasites qui encombrent la bande des hautes fréquences.

c - de mesurer des fréquences doppler sans introduire d'ambiguité comme dans le cas du sondage "Chirp Souding", ou impulsionnel.

C H A P I T R E II

LE SYSTEME : Description et Réalisation

Nous présentons dans ce qui suit les différentes parties composant le système de sondage dont la théorie a été présentée dans le précédent chapitre.

Nous verrons qu'un souci constant, dans la réalisation technique de l'appareillage, a été de conserver une grande souplesse d'emploi et une grande facilité d'adaptation à divers types de fonctionnements, en essayant, en particulier, de garder à tous les niveaux , des systèmes apériodiques.

Les parties constituantes du système se composent de deux types de matériels :

- 1ère partie : le matériel conventionnel que l'on trouve commercialisé mais que l'on a dû modifier pour l'adapter.
- 2ème partie : le matériel n'existant pas et que l'on a dû réaliser.

Avant d'en décrire, précisément, chacune de ses parties fonctionnelles , il est nécessaire de présenter les grandes lignes du système, en nous reportant au bloc diagramme de la figure 1.

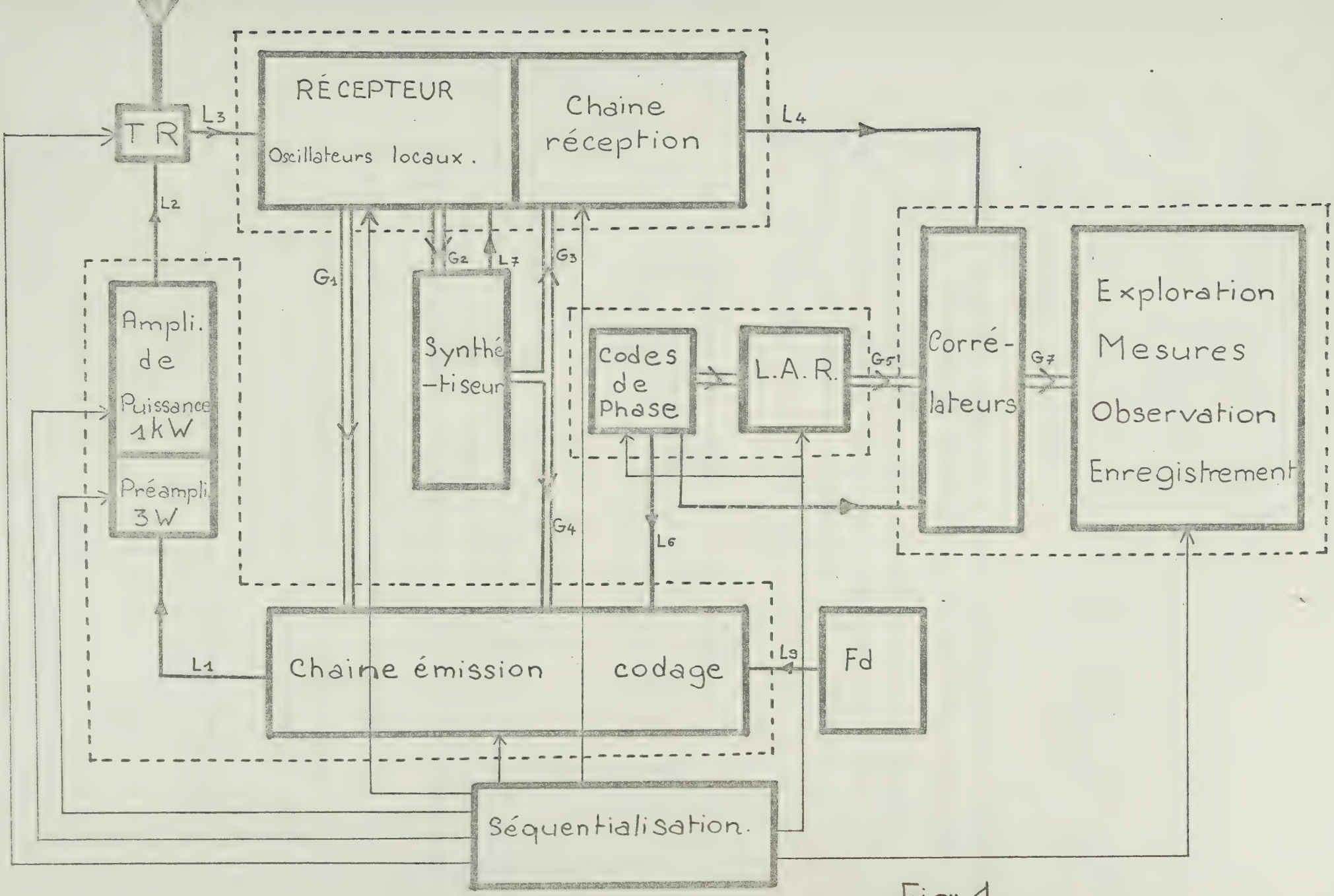

RÉCEPTEUR
Oscillateurs locaux.
Chaine réception
TR
L3
L4
L2
G1
G2
L7
G3
Ampli. de Puissance 1kW
Préampli 3W
Synthé-tiseur
Codes de Phase
L.A.R.
G5
Corré-lateurs
G7
Exploration
Mesures
Observation
Enregistrement
G4
L6
L1
Chaine émission
codage
L9
Fd
Séquentialisation.

Fig: 1

Cet ensemble est constitué de cinq sous-ensembles :

1 - Le bloc émission qui fournit la puissance HF délivrée à l'antenne unique par l'intermédiaire d'un TR,

2 - Le bloc réception qui transpose, après amplification et préfiltrage, le signal reçu en une tension dont la fréquence est compatible avec le fonctionnement des corrélateurs,

3 - Un bloc de codage qui assure le codage en phase du signal HF émis, et distribue les signaux de référence utilisés par les corrélateurs,

4 - Un bloc de traitement, constitué des corrélateurs qui opèrent la détection du signal et d'un système d'exploration de ceux-ci, permettant l'observation et l'enregistrement des phénomènes.

5 - Un bloc pilote assurant la séquentralisation

PREMIERE PARTIE

I - L'ANTENNE

Dans les sondages ionosphériques, le choix de l'aérien est guidé par la directivité, et surtout la bande passante qui doit être compatible avec la prospection envisagée. Les antennes accordées sont donc à proscrire.

Nous avons effectué deux types de sondage avec le système :

1 - En sondage zénithal, le problème de la directivité est peu important mais la bande passante de l'antenne, sans avoir un TOS trop grand, doit couvrir une gamme de 2 à 20 MHz environ.

Nous avons réalisé l'expérimentation avec une antenne de type delta.

2 - Dans les sondages par rétrodiffusion, une bonne directivité azimutale est évidemment plus souhaitable pour une meilleure définition de la zone étudiée, mais la bande passante, avec un TOS admissible pour l'émetteur, est tout aussi indispensable. La bande de fréquence utile dans ce type de sondage s'étend de 6 à 30 MHz.

Nous avons choisi une antenne "log périodic" dont on a adapté la hauteur pour obtenir un rayonnement en site compatible avec le type de prospection désiré. Elle est, de plus, rotative, ce qui permet une investigation dans toutes les directions. On a reproduit figure 2 (a à f) les diagrammes de rayonnement de cette antenne, et figure 3, la mesure du TOS. L'antenne, elle-même, est photographiée à la figure 4.

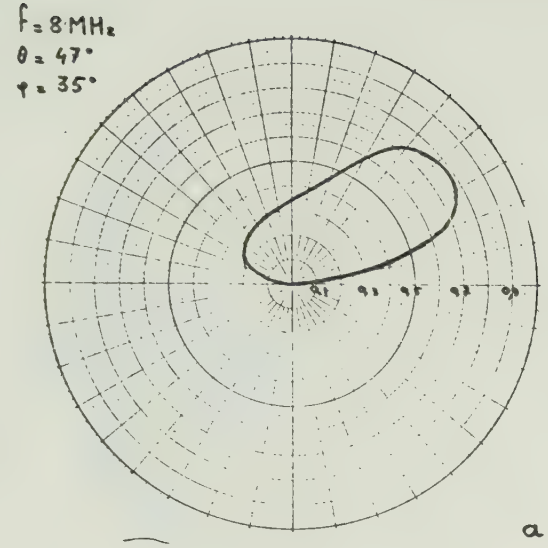
II - L'EMETTEUR

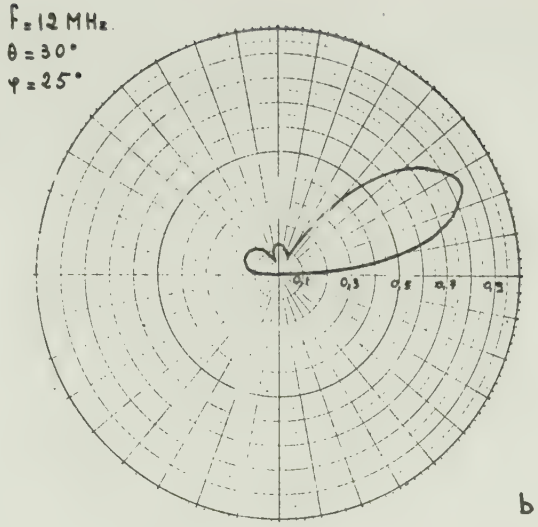
L'émetteur est constitué d'un amplificateur de puissance pouvant délivrer 1 kw moyen et 2 kw crête, dans une charge de 50 Ω, avec un TOS maximum de 2,0. Cet élément est normalement piloté par un pré-amplificateur de 3 W. Ces amplificateurs sont du type "distribué", donc apériodiques dans une large gamme de fréquence, ici de 1,5 à 27,5 MHz, ce qui est suffisant, compte-tenu des performances de l'antenne.

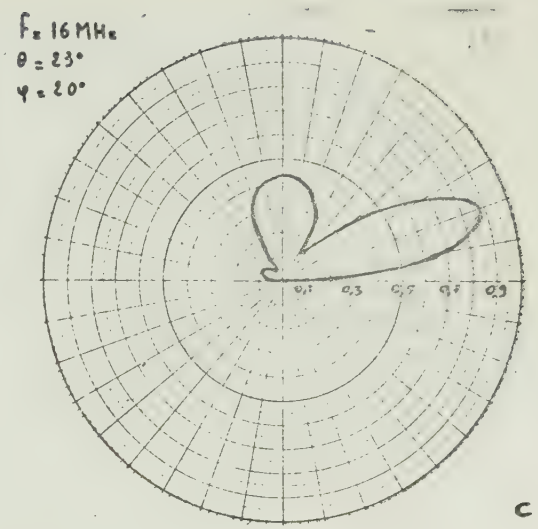
Quelques modifications ont été rendues nécessaires pour permettre un blocage rapide de l'émetteur au moment des transitions : phase émission, phase réception. Le blocage est obtenu par abaissement du potentiel des grilles des tubes, en deçà du point de "cut off". Actuellement, ces transitions sont assurées en moins de 10 µs

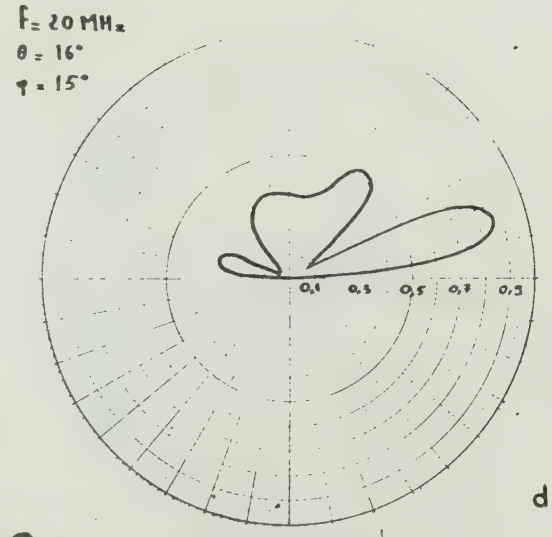
III - LE RECEPTEUR

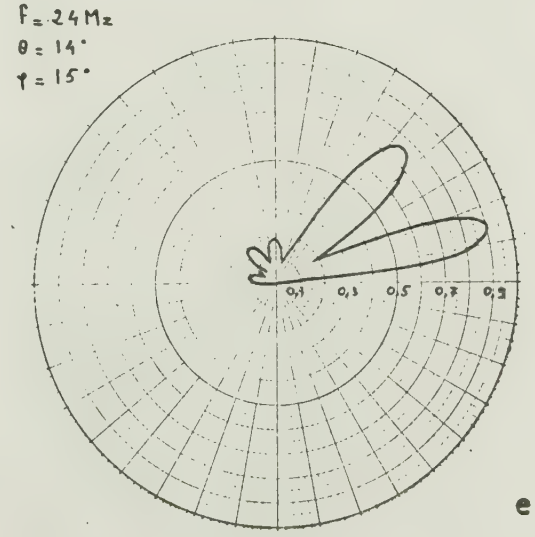
Le récepteur utilisé fonctionne dans la gamme 1 à 30 MHz, sa sensibilité utilisable est inférieure à 1 µV, et il possède des étages moyenne fréquence large bande : élément indispensable à la réception des signaux codés. Les caractéristiques générales ainsi que le schéma de principe ont été reportés en annexe.

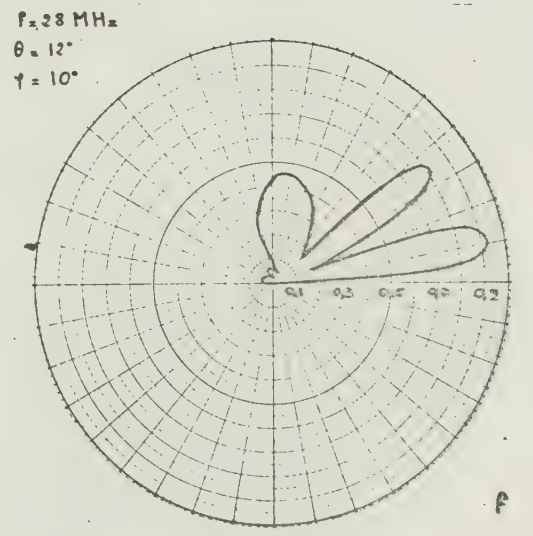












θ ouverture à 3dB
φ angle de tir
Hauteur d'antenne 13m

Fig 2 Diagramme de rayonnement de l'antenne

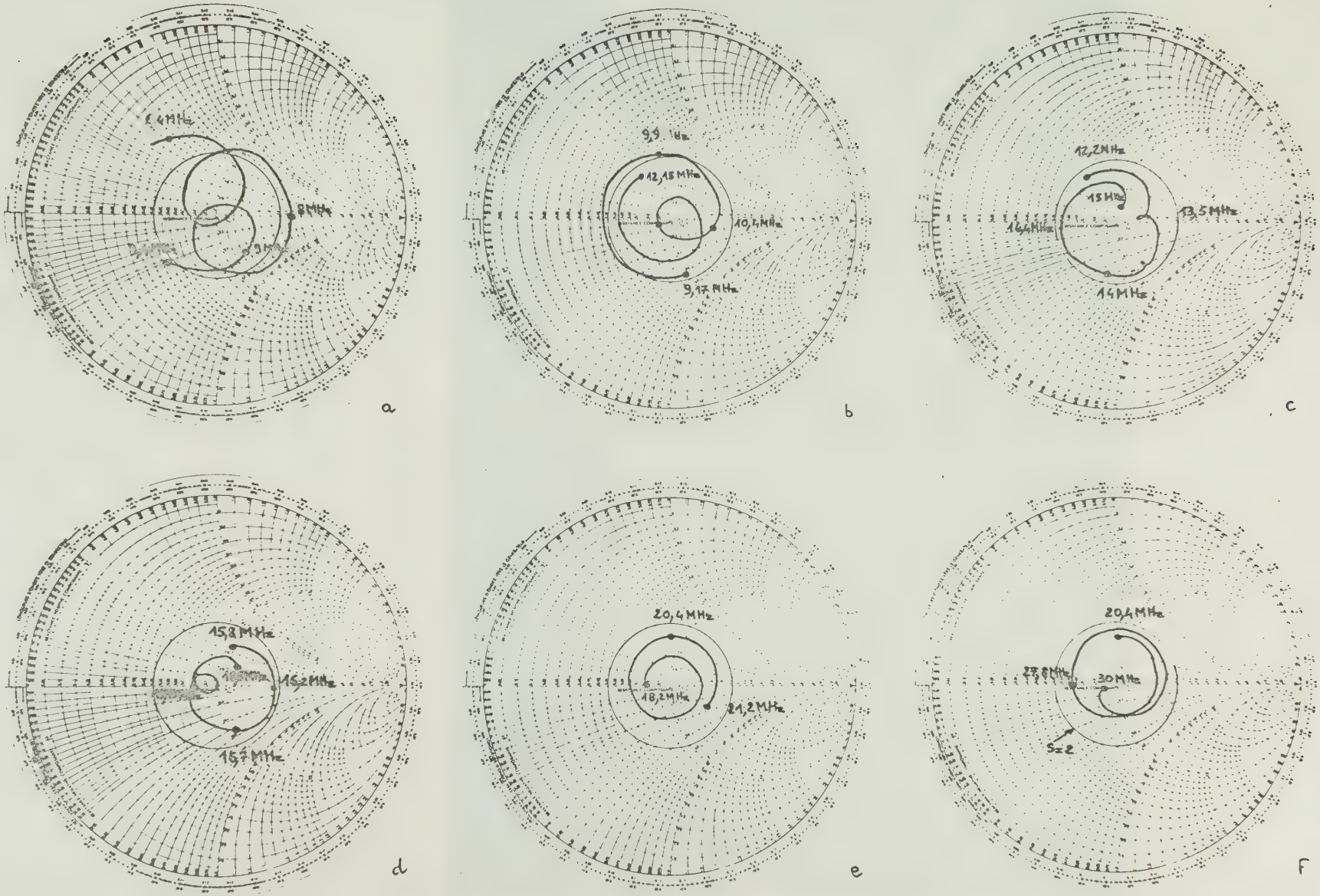
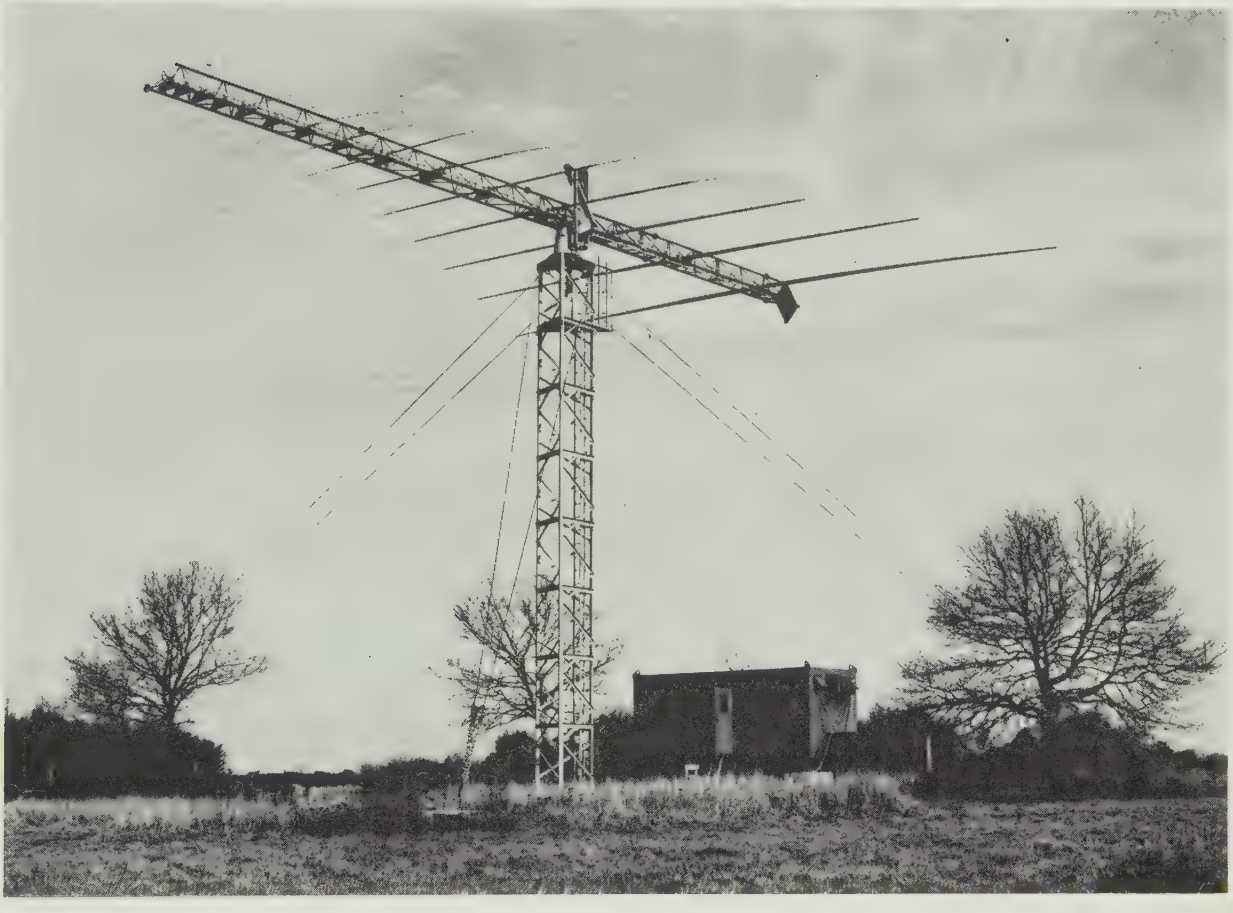


Fig: 3 TOS de l'antenne.



RADAR DÉCAMÉTRIQUE

L'antenne log-périodique, orientable en azimut, et le shelter d'exploitation radar.

Afin d'adapter ce récepteur à notre système, diverses modifications ont dû être apportées :

1 - Commande unique de la fréquence

Sur ce récepteur, le choix de la fréquence s'opère par la manipulation de deux boutons, l'un gradué en MHz, commandant le premier VFO[(1)], et le second en kHz, commandant le second VFO (figure 5).

La modification effectuée consiste à fabriquer un signal qui, par mélange avec le générateur d'harmoniques 1 à 32 MHz , produise en permanence une fréquence de 37,5 MHz nécessaire au second changement de fréquence du récepteur. On obtient, simplement, ce signal par produit de deux créneaux carrés respectivement à la fréquence de 1,5 et 3 MHz. Le signal résultant contient les raies

$$(2n + 1)\ 1{,}5 \pm (2p + 1)\ 3 \text{ MHz}$$

signal riche en raies susceptibles de produire le changement de fréquence souhaité. Dans ces conditions, en bloquant le deuxième VFO sur 4,1 MHz (500 kHz du bouton), on peut explorer la gamme 1 à 30 MHz par simple manoeuvre du bouton MHz, sans aucune commutation de gamme.

2 - Blocage du récepteur durant la phase émission

Durant la phase d'émission, il est indispensable de bloquer le récepteur, pour éviter de saturer les corrélateurs et les étages moyenne fréquence, dont le temps de récupération inversement est proportionnel à leur largeur de bande. Cet effet est obtenu en utilisant conjointement plusieurs systèmes interrupteurs à semi-conducteurs, conformément au schéma de la figure 5.

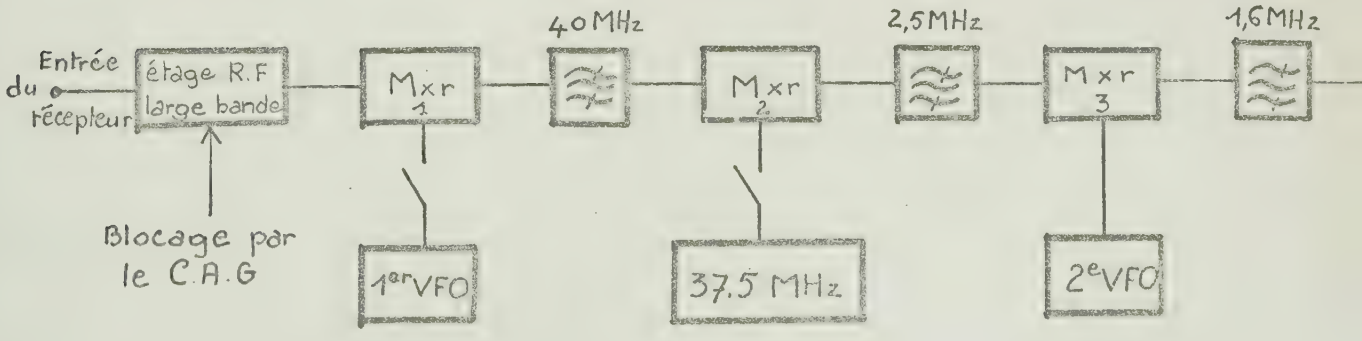


Fig: 5

(1) oscillateur à fréquence variable

Tous les circuits interrupteurs sont commandés par un signal délivré par le bloc séquentialisation. Un blocage très efficace est obtenu :

- en agissant sur le contrôle automatique de gain des étages large bande d'entrée,

- en supprimant les liaisons des oscillateurs locaux des deux premiers mélangeurs,

- en ouvrant la chaine au niveau du troisième mélangeur.

Nous verrons au chapitre Mesures, les caractéristiques obtenues avec ces systèmes.

3 - Outre ces deux transformations internes, nous avons dû rendre accessible divers signaux constituant les oscillateurs locaux indispensables à l'émission. De plus, pour obtenir la largeur de bande nécessaire, nous avons décidé d'utiliser le signal de sortie du récepteur au niveau de 1,6 MHz. La suite de la chaine de largeur de bande trop faible n'a été utilisée que pour la commande d'un haut-parleur donnant une idée du trafic à la fréquence d'observation.

- - -

D E U X I E M E P A R T I E

CHAINE EMISSION - RECEPTION - PILOTE

La corrélation s'effectuant sur des signaux codés en phase, il est nécessaire d'obtenir une cohérence de phase absolue sur tous les signaux. Nous avons donc utilisé les mêmes oscillateurs pour effectuer les mélanges dans les chaînes émission et réception ; nous avons, deplus, utilisé pour les oscillateurs de référence, non inclus dans le récepteur, des tensions synthétisées à partir du quartz 1 MHz du récepteur.

I - BLOC SYNTHETISEUR

Il fournit un certain nombre de signaux nécessaires à des servitudes telles que : marques de distance, horloges, etc..., et les oscillateurs locaux permettant de transposer le signal à 1,6 MHz issu du récepteur en un signal à 100 kHz appliqué sur les corrélateurs.

La figure 6 représente le schéma synoptique de ce bloc dont l'entrée unique est alimentée par un signal à 1 MHz issu du récepteur.

Le choix des fréquences synthétisées est tel, que le filtrage, après les mélanges, ne nécessite pas des filtres d'ordre trop élevé.

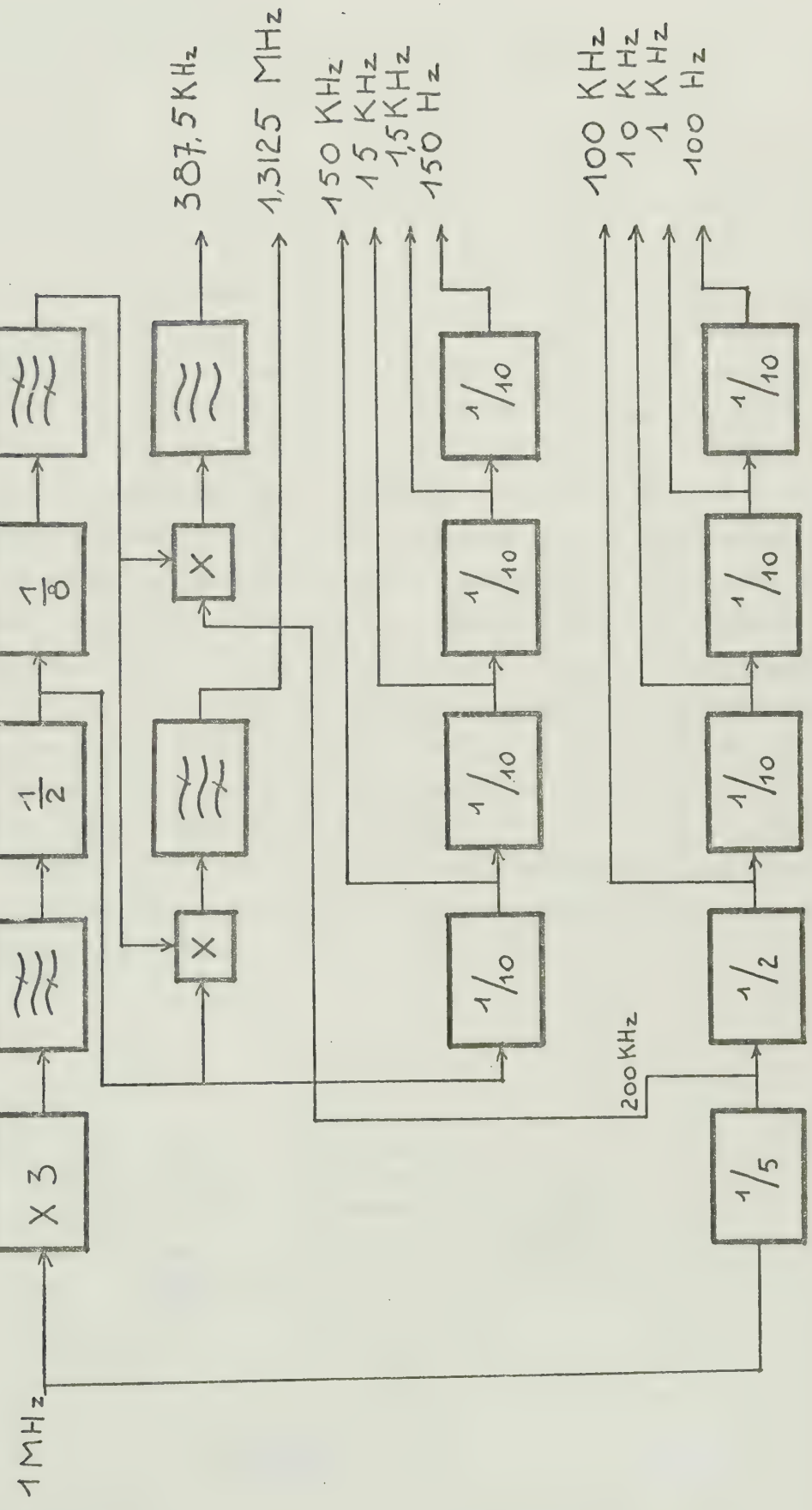

1 MHz
X 3
3 MHz
1/2
1,5 MHz
1/8
187,5 KHz
X
X
387,5 KHz
1,3125 MHz
1/10
1/10
1/10
150 KHz
15 KHz
1,5 KHz
150 Hz
1/10
1/10
1/10
100 KHz
10 KHz
1 KHz
100 Hz
200 KHz
1/2
1/5

Fig: 6

II - CHAINE EMISSION

Le schéma synoptique de cet ensemble, entièrement calqué sur le récepteur, car il utilise les mêmes oscillateurs locaux, est représenté figure 7.

Les mélangeurs M1 M2 M3 sont d'un type classique, à découpage à éléments discrets, tandis que les mélangeurs M4 et M5 sont des circuits intégrés dont le domaine de fonctionnement s'étend jusque vers 100 MHz. Les filtres F1 F2 F3 F4 sont des filtres classiques à circuits oscillants en cascade ou à accords décalés . Le filtre F5 est un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est située à 30 MHz, et possédant une forte réjection sur les signaux à 40 MHz, il est constitué de deux cellules à K constant et de deux demi-cellules d'adaptation dérivées en m [13].
Il faut signaler ici que, l'effet de filtrage au delà de 30 MHz est également obtenu par l'émetteur lui-même dont la fréquence de coupure se situe vers 27,5 MHz. Les amplificateurs A1 et A2 assurent l'adaptation ainsi que le réglage du niveau du signal d'entrée de l'émetteur. Le codeur C1 assure la modulation de phase 0 ou π, par le code de Huffman. La modulation, portant sur la phase, peut en principe s'effectuer à n'importe quelle fréquence. Néanmoins, il convient d'opérer cette modulation, en un point de la chaine après lequel il n'y a plus de limitation importante de la bande passante. Il est, d'autre part, plus aisé d'effectuer ce codage en un point où la fréquence du signal n'est pas trop élevée, d'où le choix à 2,5 MHz. Le schéma de principe de ce codeur est présenté figure 8.

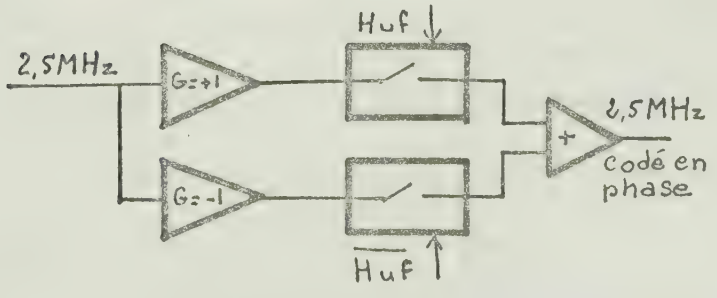


Fig:8

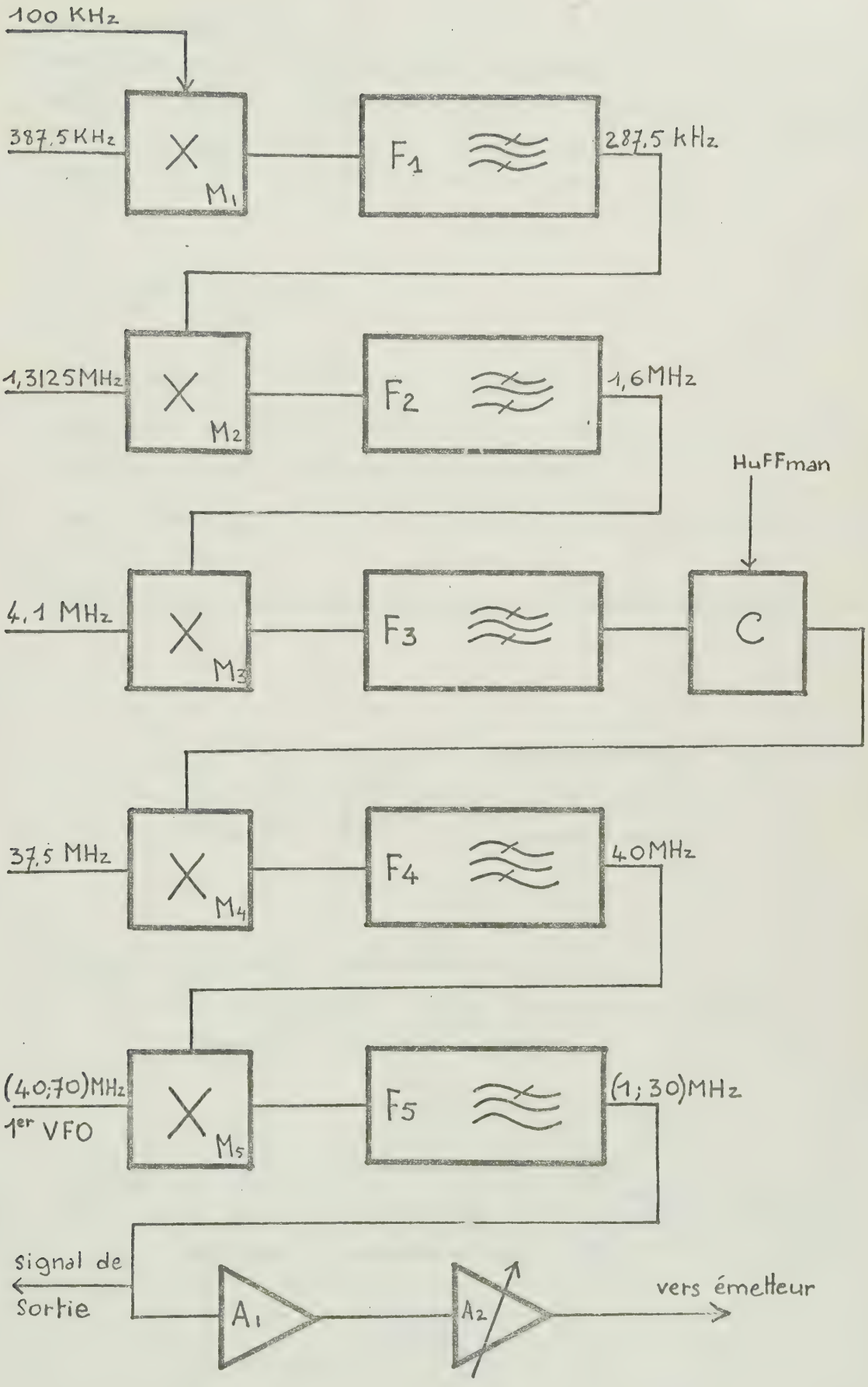

100 KHz
387,5 KHz
X
M1
F1
287,5 kHz
1,3125 MHz
X
M2
F2
1,6 MHz
HuFFman
4,1 MHz
X
M3
F3
C
37,5 MHz
X
M4
F4
4,0 MHz
(4,0;7,0) MHz
1er VFO
X
M5
F5
(1;3,0) MHz
signal de
Sortie
A1
A2
vers émetteur

Fig: 7

Les principales difficultés de réalisation de cette partie tiennent dans la valeur relativement élevée des fréquences mises en jeu. Le choix de composants appropriés au domaine des hautes fréquences ainsi que des blindages efficaces ont permis de pallier cet inconvénient en assurant une grande stabilité à cette chaine.

III - CHAINE RECEPTION

Cet ensemble doit assurer trois fonctions :

- transposer le signal à 1,6 MHz, issu du récepteur, en un signal à 100 kHz appliqué à l'entrée des corrélateurs.

- assurer une amplification suffisante du signal en limitant la bande passante utile

- maintenir un blocage efficace durant la phase de réception.

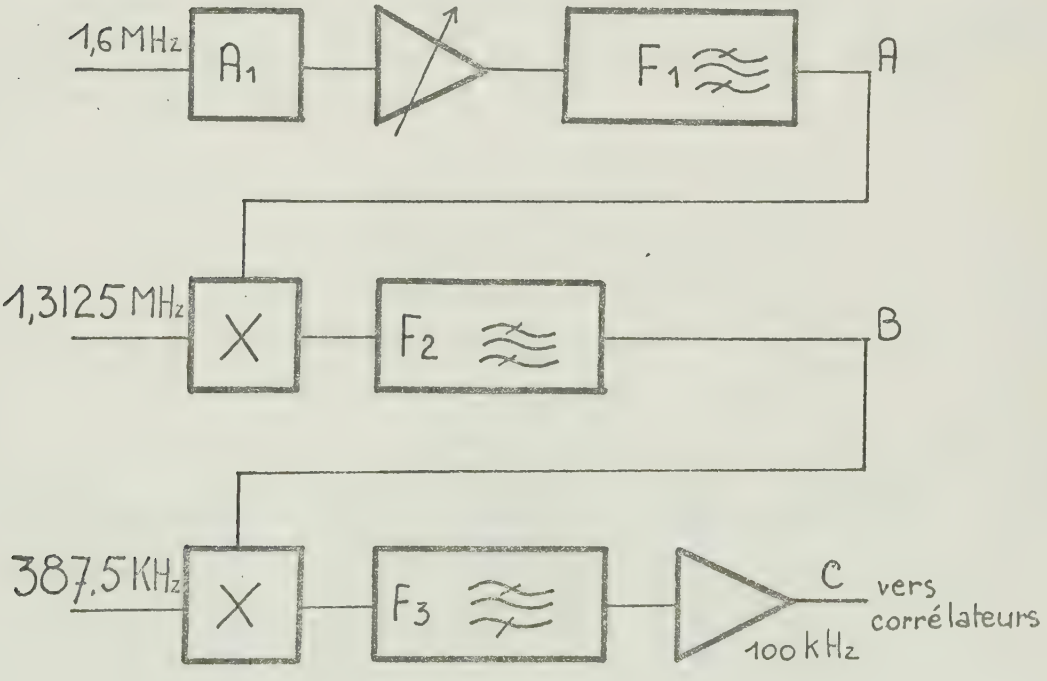


Fig: 9

La figure 9 représente le schéma synoptique de cet ensemble.

Afin de nous réserver la possibilité d'expérimenter divers types de codage, nous avons fixé la bande passante à $\pm$ 25 kHz, et ce, avec une grande réjection sur les signaux dont la fréquence est située en dehors de cette bande.

1 - Chaine 1,6 MHz

Elle assure, avec un préfiltrage, l'amplification ; au gain maximum, celle-ci vaut 60 dB.

C'est au niveau de cette chaine que l'on parfait le blocage durant la phase d'émission. En effet, à la sortie du récepteur subsistent des parasites de commutation. Un blocage très soigné à ce niveau, par un signal BTR englobant la phase d'émission (confère § D de ce chapitre), introduit des parasites de commutation, dont le niveau ramené à l'entrée du récepteur est inférieur à 1 μ V.

2 - Filtrage

Le filtre F2 est du type Tchébicheff, d'ordre 5 [14, 15] à accord décalé et séparateurs. Les caractéristiques des cinq cellules, pour le gabarit représenté figure 11, sont :

f 01 = 287,5 kHz Q_1 = 10,6
f 02 = 304,35kHz Q_2 = 13,12
f 03 = 270,75kHz Q_3 = 13,12
f 04 = 314,55kHz Q_4 = 59
f 05 = 260,45kHz Q_5 = 59

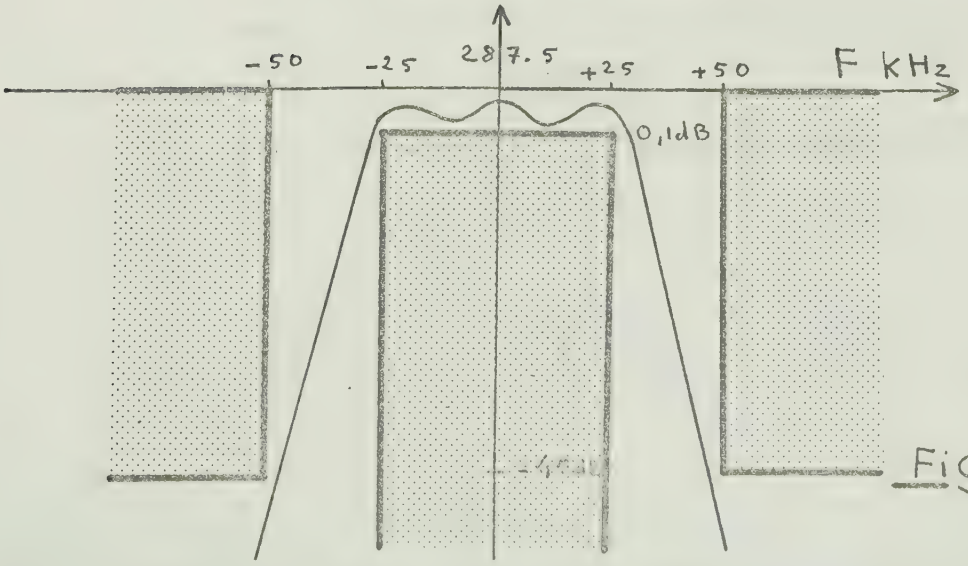


Fig: 11

Pour le dernier filtre F3, nous avons préféré à un passe bas, un filtre

de bande, qui pour les mêmes caractéristiques d'atténuation, a un ordre beaucoup moins élevé. Pour le gabarit de la figure 12, les valeurs trouvées sont :

f 01 = 100 kHz Q_1 = 3,7
f 02 = 124,7 kHz Q_2 = 7,4
f 03 = 75,3 kHz Q_3 = 7,4

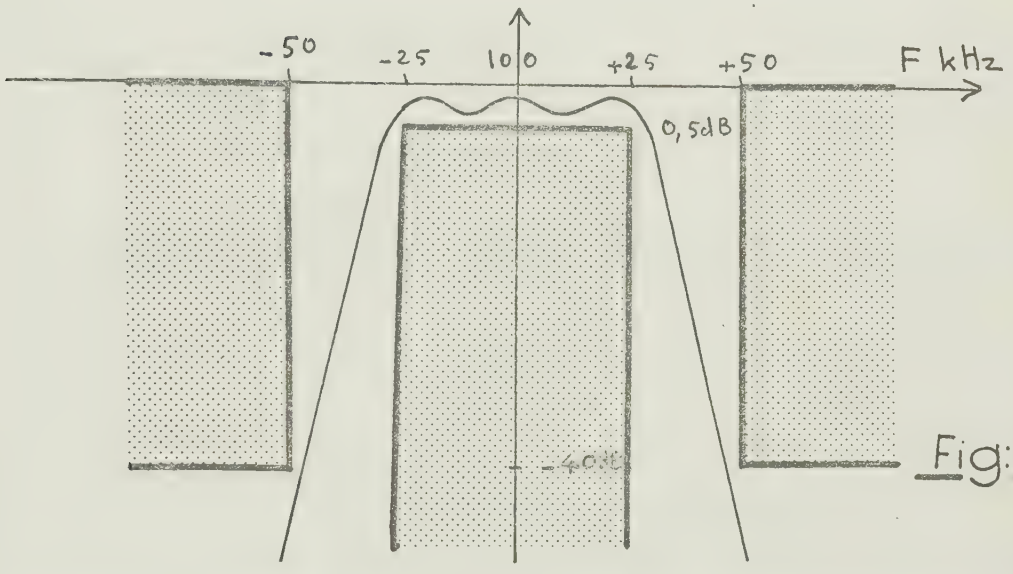


Fig: 12

Les courbes de réponse en fréquence aux joints A B et C de la chaine sont représentées figure 13.

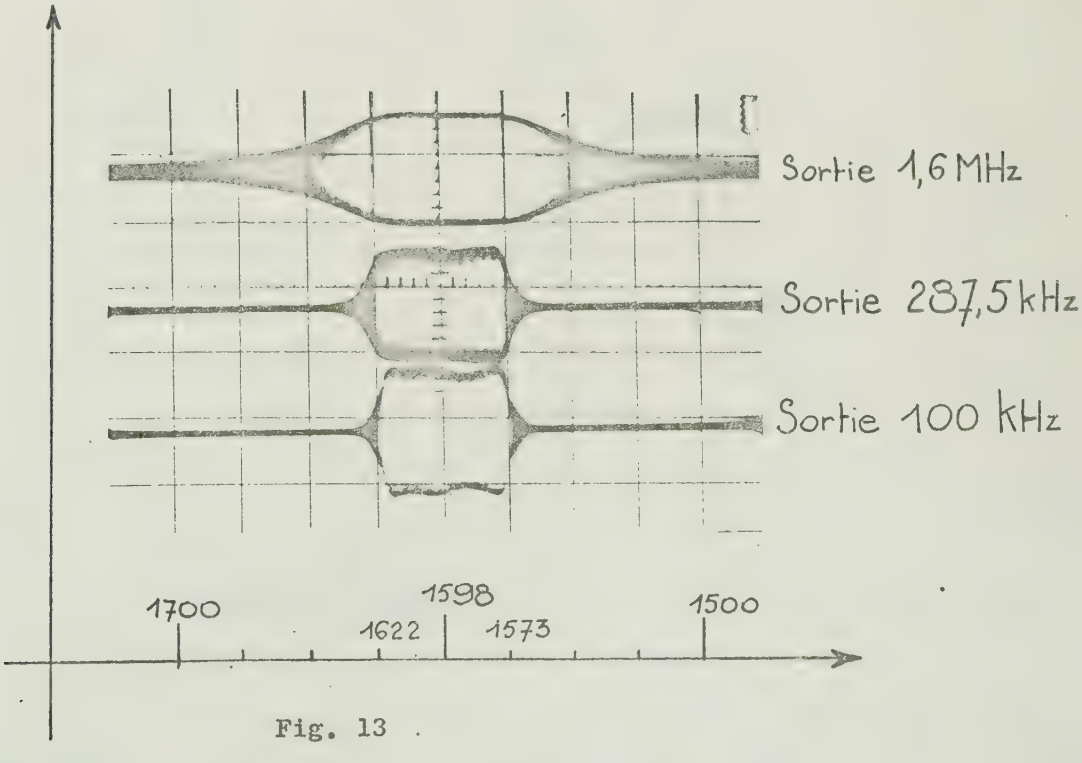


Fig. 13

CARACTERISTIQUES DE LA CHAINE MOYENNE FREQUENCE

Relevé de la courbe de réponse du filtre de fréquence centrale

f_o = 287,5 kHz

au wobulateur

Tension d'entrée : 250 mV

Echelles :

Verticale : 100 mV/div.

Horizontale : 11,2 kHz/div.

L'enveloppe de la courbe représente la courbe de réponse du filtre.

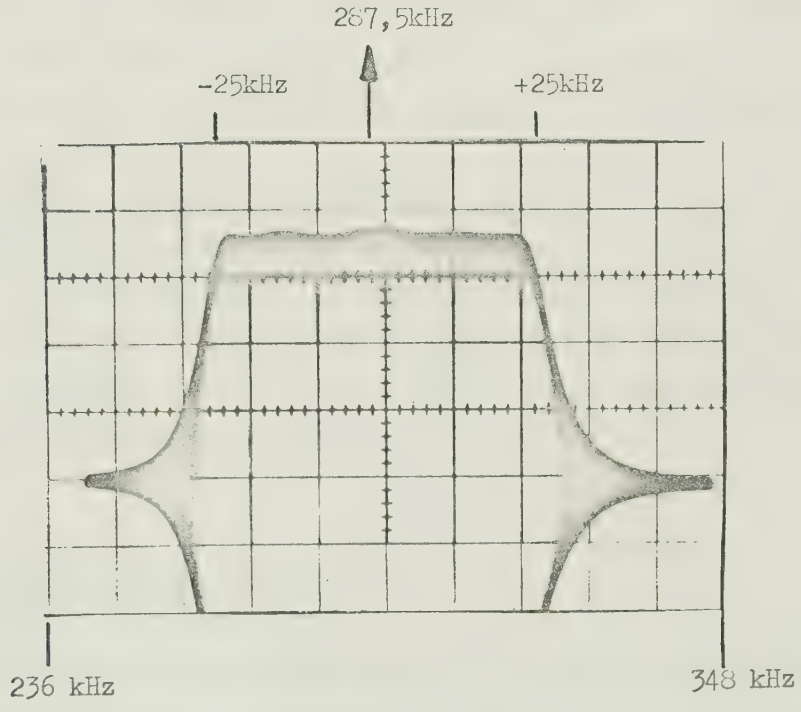


Fig: 14.

La technique de mesure pour relever ces courbes est analogue au principe du wobuloscope. Ici, un signal de fréquence variable autour de 1,3 MHz est appliqué à l'entrée de la chaine et l'oscilloscope est alimenté sur les plaques X par le signal de wobulation.

La figure 14 représente la courbe de réponse du filtre F3, et permet de montrer l'importance très faible des rebondissements.

La dernière fréquence générée, 387,5 KHz, est utilisée à la réception pour obtenir un signal à 100 kHz, par mélange avec la fréquence intermédiaire 287,5 kHz.

Un signal à 187,5 kHz aurait pu convenir ; cependant un signal ne peut jamais être totalement dépourvu d'harmonique deux, soit 375,0 kHz ; cet harmonique deux donnerait, par mélange avec (287,5 ± 25) kHz, un signal parasite qui se trouverait dans la bande passante. Par conséquent, on aurait des fréquences image parasites qui troubleraient la détection. Cet inconvénient disparait par utilisation d'une fréquence de 387,5 kHz.

Remarque : Le choix des filtres de ce type est guidé également par le fait que la caractéristique de phase de cette chaine doit être linéaire. Ceci peut être obtenu par l'utilisation de circuits dont les fréquences sont deux à deux symétriques par rapport à la fréquence centrale, et de même coëfficient de surtension [16] . Ces conditions sont bien respectées par les filtres utilisés.

IV - SYSTEME PILOTE - T.R.

Ce système fournit les différents signaux régissant la séquentialisation des phases émission et réception, conformément au chronogramme de la figure 15.

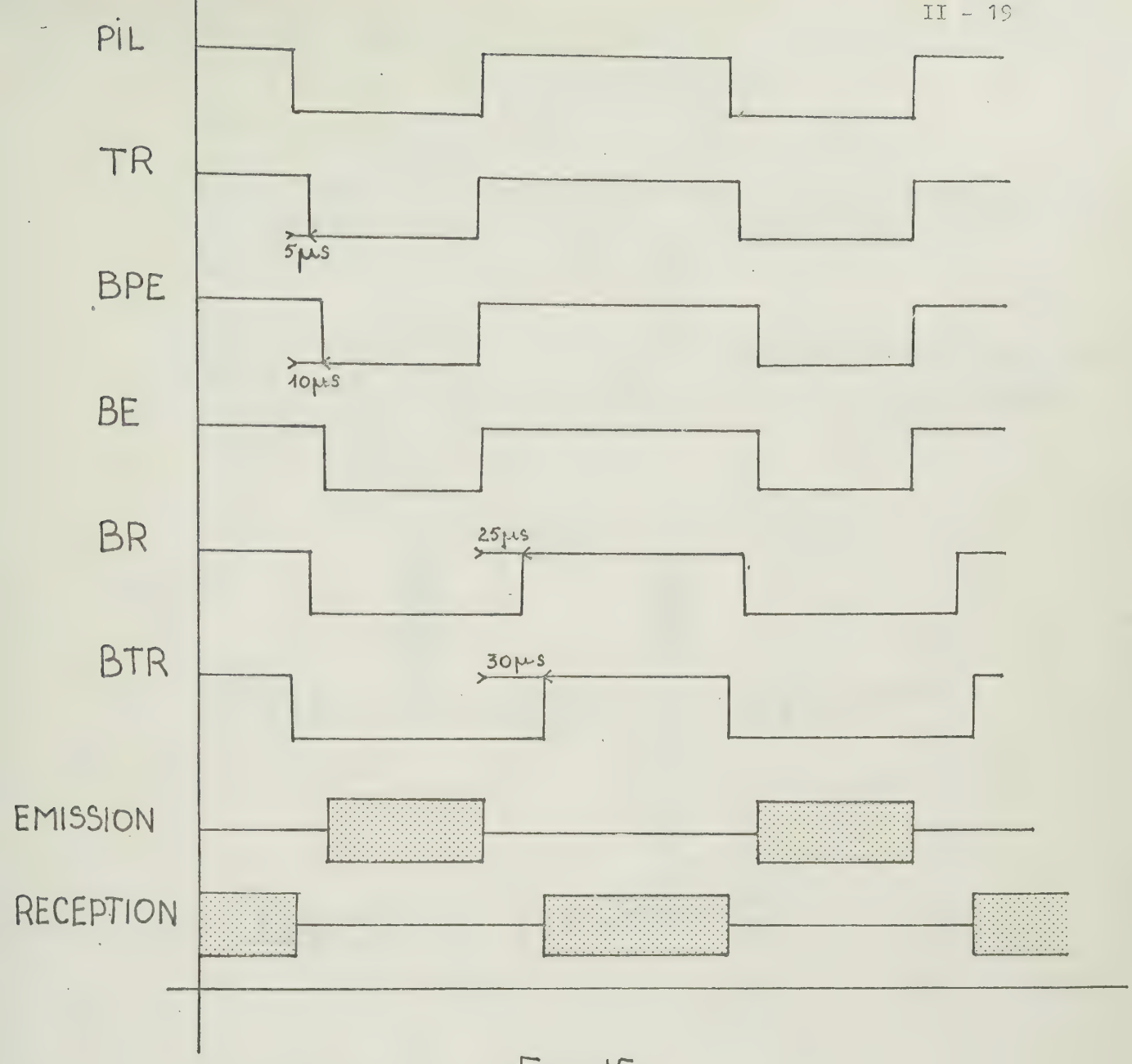


Fig: 15

- PIL est le signal pilote à partir duquel sont fabriqués tous les autres signaux.

- TR est le signal de commande du TR. Pour ne pas perturber la fin de la phase de réception, par la commutation du système, on introduit un temps de protection de 5 µs.

- BE et BPE sont respectivement les signaux de blocage de la chaine émission et deblocage de l'amplificateur de puissance.

- BR est le signal de blocage du récepteur ; le temps de protection de 25 μs assure la fin de la phase émission.

- BTR est le signal de blocage de la chaine 1,6 MHz.

Un autre système de séquentialisation plus complexe et générant une courbe de Gauss au niveau de l'action sur le CAG, signal BR de la figure 15, a également été étudié [17].

Le système TR [17] est constitué, essentiellement, de deux diodes PIN montées selon le schéma de la figure 16, et assure, durant la phase d'émission, une protection de 80 dB.

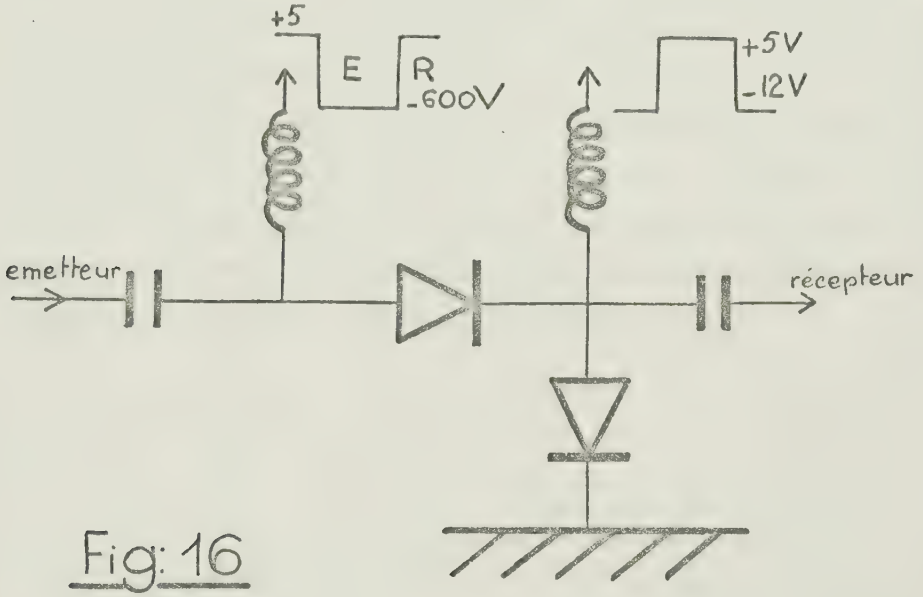


Fig: 16

V - GENERATEUR DE CODE DE HUFFMAN

Nous avons décrit l'aspect théorique de cette génération, dans le chapitre I. Pratiquement, le décalage des mots est obtenu par un registre à glissement, et la somme modulo deux s'effectue avec des O V exclusifs. Ce générateur, figure 17, est, en fait, programmable, c'est-à-dire, que l'on peut produire des codes dont la longueur est $2^5 - 1 = 31$ à $2^{15} - 1 = 32\,767$

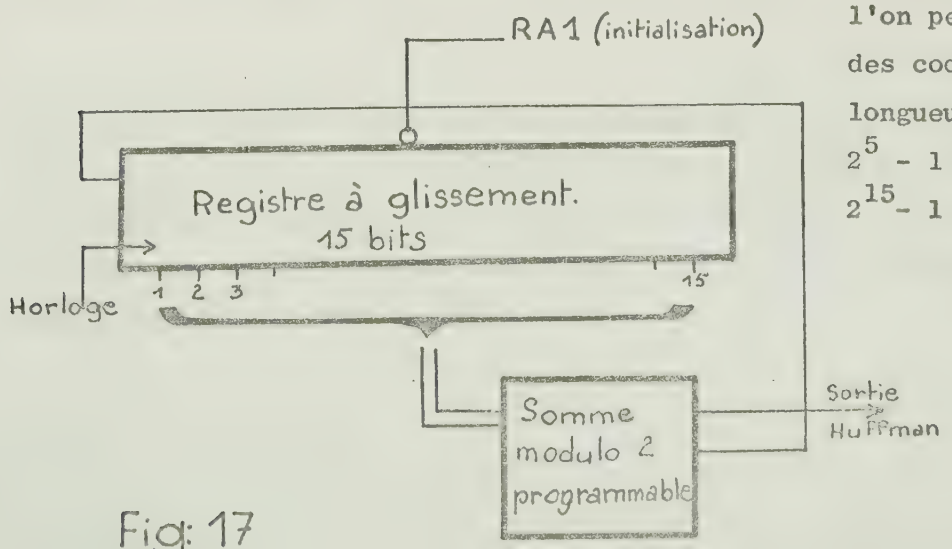


Fig: 17

Le code de Huffman est appliqué à chaque corrélateur, avec un décalage de un digit. Ceci, est réalisé simplement à l'aide d'un registre à glissement 63 bits (nombre de corrélateurs) qui réalise la ligne à retard L A R.

Dans ces conditions, on pourrait observer une portion d'espace située entre 0 km - 1er corrélateur dont le code est synchrone de celui émis, et 62 x α km - sur le 63ème corrélateur décalé de 62 digits ; x désigne la distance couverte par un corrélateur, fonction de la fréquence de récurence ducodage. Cettefréquence de récurence est celle de l'émission. Pour fixer les ordres de grandeur,x est compris entre 15 et 300 km, ce qui fixe de plus la résolution. Afin d'examiner des zones de l'espace situées entre y et y + 63 x, on a introduit une ligne à retard en amont des corrélateurs. On opère à partir de deux générateurs de code identiques à celui décrit précédemment et, une horloge commune pilote simultanément les deux générateurs (figure 18).

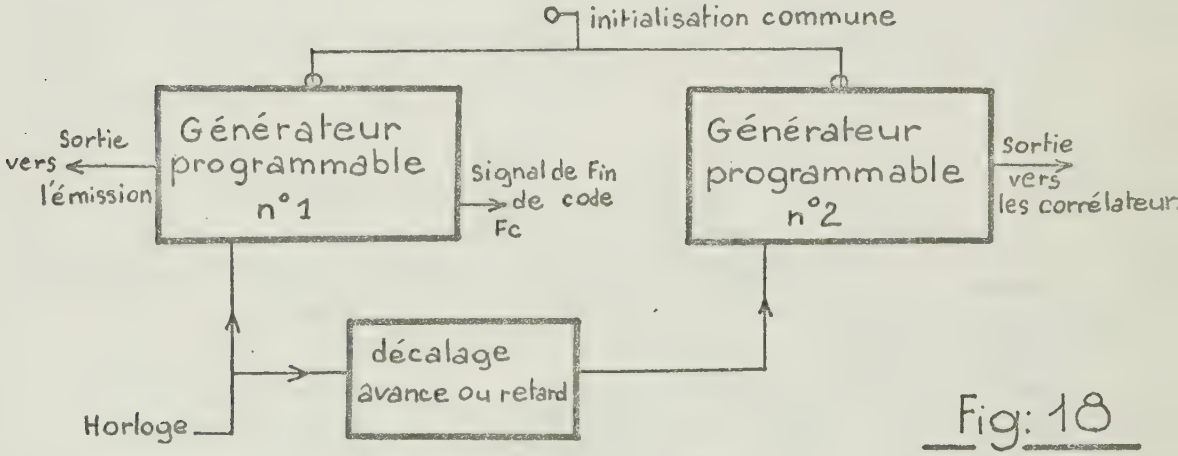


Fig: 18

Sur la ligne horloge, pilotant le second générateur, on a introduit un système logique permettant d'ajouter, ou de supprimer une impulsion par une commande manuelle. Ceci a pour effet de créer un décalage avance ou retard du second code par rapport au premier. Une initialisation commune place les codes en synchronisme.

VI - LES CORRELATEURS

Le corrélateur réalise l'opération mathématique représentée par :

$$C(\ ) = \frac{1}{T}\int_0^T \text{Ref}\,(t-\tau)\,S(t)\,dt$$

Ref est ici le signal de référence et $S(t)$ le signal vidéo à 100 kHz. C'est, en fait, un multiplieur, suivi d'un filtre intégrateur. Nous avons choisi pour filtre un intégrateur qui calcule effectivement la moyenne du produit pendant la durée T d'un code. Un tel système de corrélateur est, en fait, analogue à un détecteur synchrone et par conséquent sensible à la phase. Dans le cas des sondages ionosphériques, l'effet doppler introduit une phase constamment variable, que l'on ne peut donc pas prédéterminer. Le signal de sortie d'un corrélateur serait alors :

$$S_c = A \sin \varphi$$

où A est l'amplitude du signal détecté et $\varphi = 2\pi f_d \tau + \varphi_o$, la phase introduite par l'effet doppler et la propagation. Une méthode simple pour s'affranchir de la variation d'amplitude due à φ consiste à opérer une double détection synchrone dont le schéma de principe est représenté figure 19.

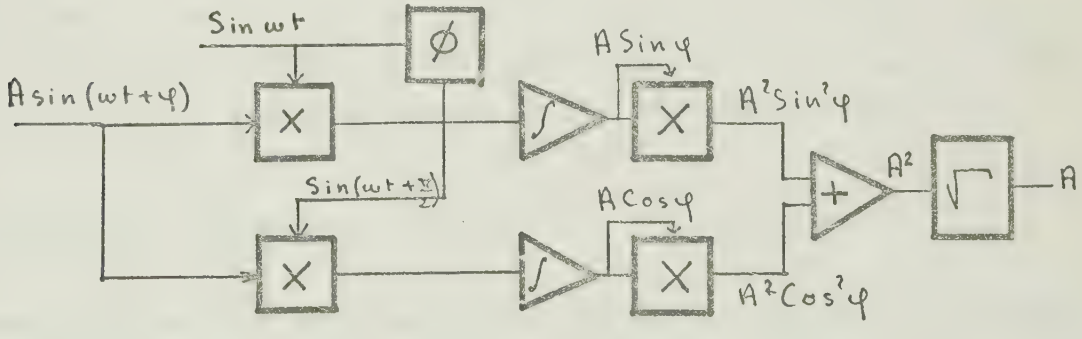


Fig: 19

Les deux détecteurs synchrones fournissent respectivement A sin φ et A cos φ . Par élévation au carré, addition et extraction de la racine, on obtient l'amplitude A.

1 - Multiplieur

Le multiplieur envisagé est un découpeur à F E T. Montrons, tout d'abord, qu'un découpeur, tel que celui de la figure 20, réalise, effectivement, l'opération de multiplication par un signal à la pulsation de découpage $\Omega = 2\pi f$. Le signal de découpage peut être représenté par série de Fourier.

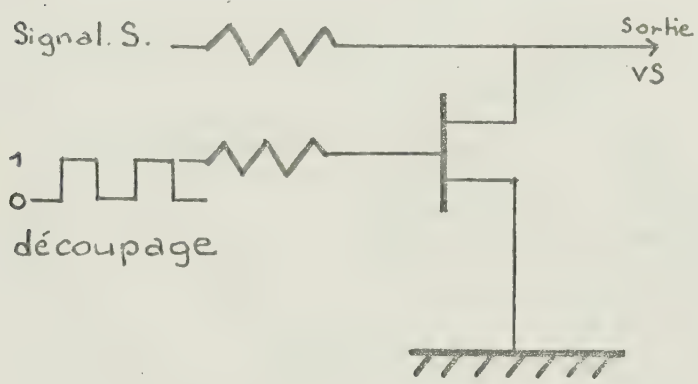


Fig: 20

$$D(t) = \sum_{0}^{\infty} {}^{i} a_i \cos i\Omega t,$$

i impair et nul.

Il s'agit alors pour le signal s d'une modulation d'amplitude et la tension de sortie V_s s'écrit :

$$V_s = a_o S + a_1 S \cos rt + a_3 S \cos 3\,rt + \ldots$$

Le signal utile de S se trouve à la fréquence de référence f et le produit donne un terme constant et un terme en 2Ω qui est éliminé par filtrage, ainsique tous les autres termes du développement de V_s. Ce système réalise donc bien la première partie du calcul de la fonction de corrélation C (τ). L'amplitude du signal de découpage est fixée à 15 V, ce qui permet une dynamique de $\pm$ 10 V pour le signal S.

2 - Filtre intégrateur

Nous avons préféré, pour les possibilités qu'il présente, à un simple filtre passe-bas, un intégrateur vrai, conforme au schéma de la figure 21.

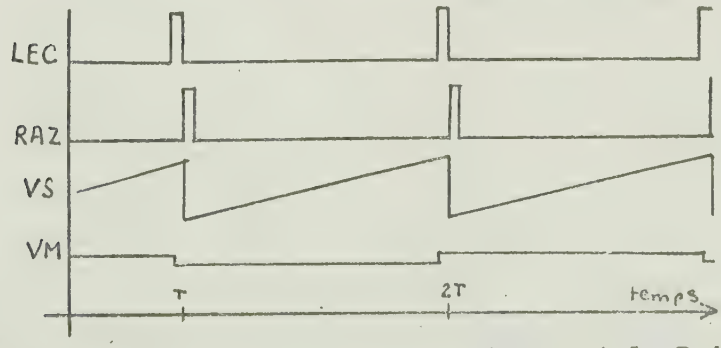


Fig: 22

Après une remise à zéro RA2 de l'intégrateur, par décharge dans le F E T du condensateur, le système calcule l'intégrale du signal S présent à l'entrée jusqu'à la nouvelle remise à zéro ; on a donc, juste avant la R A Z, la valeur

$$V_s = k \int_0^T Ve\, dt$$ en sortie de l'intégrateur

Pour l'exploitation, cette valeur est mise en mémoire figure 22, juste avant la R A Z, dans un condensateur C_M qui sera lu par un système à grande impédance d'entrée

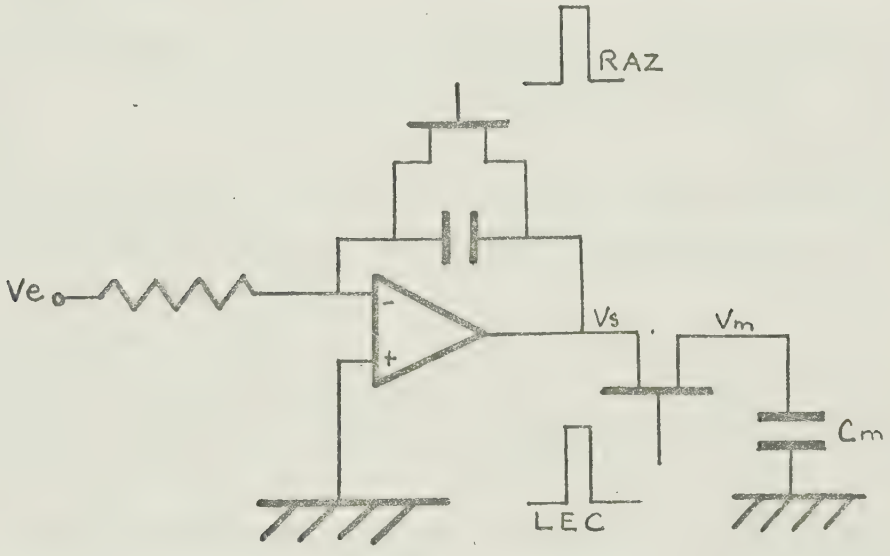


Fig: 21

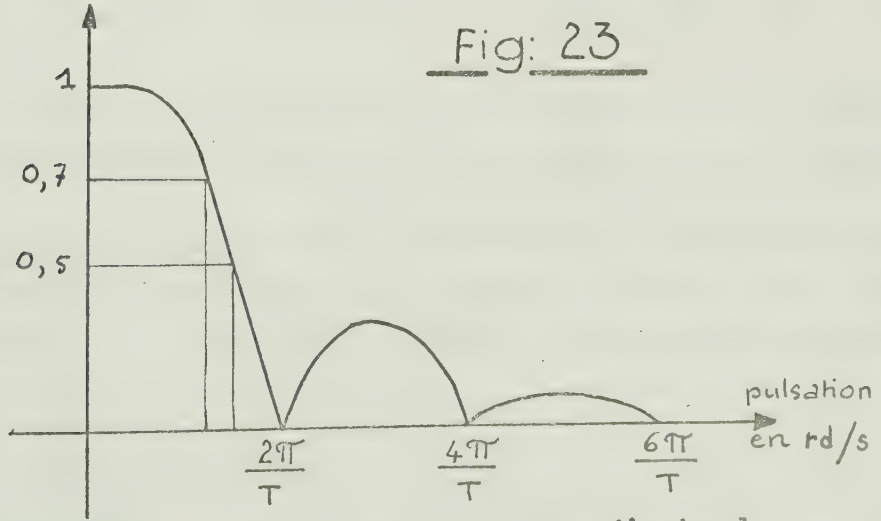
Pour déterminer la fonction de transfert d'un tel filtre, on applique un signal sinusoïdal sur l'entrée

$$V_s = \frac{1}{RC}\int_o^T \cos \omega t \; dt = \frac{1}{RC}\left(\frac{\sin \omega t}{\omega}\right)_o^T$$

On peut normaliser en posant RC = T. On obtient $V_s = \frac{\sin \omega T}{\omega}_T$.

La fonction de transfert figure 23 est alors une courbe en $\frac{\sin x}{x}$

Fig: 23



équivalente aux zéros près à un filtre d'ordre 1.

L'avantage d'un tel système, outre les zéros de la fonction de transfert, réside dans l'aspect programmable de ce filtre. En effet, il suffit de changer la valeur du temps d'intégration T pour faire varier la bande passante.

La bande passante à 3 dB est obtenue pour $f = 0{,}38/T$
et à 6 dB est obtenue pour $f = 0{,}58/T$

Dans notre système la durée T est réglée par la durée d'un code ; nous avons doncdeux paramètres pour régler la bande passante :

- la longueur du code
- et la fréquence de recurence.

Le schéma de principe complet du corrélateur est represnté Fig. 24

Le signal de référence à 100 kHz est diphasé de $\frac{\pi}{2}$ par un intégrateur, cette méthode présente l'avantage de rester efficace même si la fréquence change. Lamise en forme des deux signaux à 100 kHz est assurée par un comparateur. Le codage en phase du signal de référence, par le code de Huffman se réalise simplement à l'aide d'un O U exclusif :

- Huffman = O pas de changement
- Huffman = 1 changement de π

Après mise enforme, le signal de référence commande les découpeurs à F E T qui réalisent l'opération de multiplication. Un préfiltrage est réalisé par le circuit composé de R_p et C_p dont la fréquence de coupure est située vers 200 Hz . L'intégrateur termine le calcul de la fonction de corrélation en donnant une largeur de bande au filtre fonction de T, et classiquement variable entre 10 Hz et 0,1Hz. La valeur ainsi calculée est alors mise en mémoire dans les condensateurs C_m.

Les dérives,introduites par les tensions et courants de décalage, de l'amplificateur opérationnel sont compensées par un réglage d'offset.

Actuellement, la dérive à long terme des corrélateurs dans les conditions normales de température est inférieure à 50 mV, pour un temps d'intégration de 1 s ; alors que l'amplitude de sortie peut atteindre 10 V.

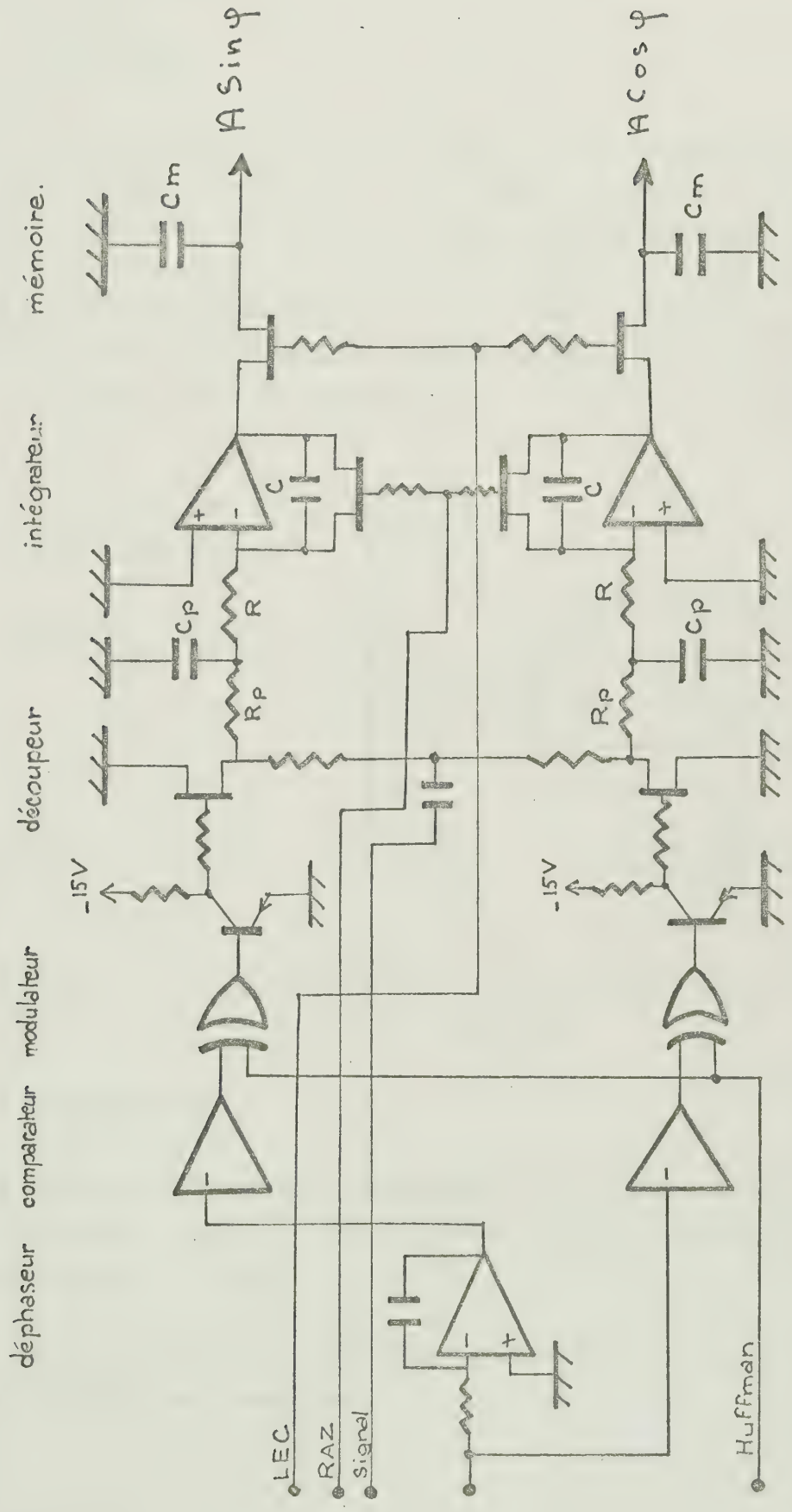

déphaseur
comparateur
modulateur
découpeur
intégrateur
mémoire.
A Sinφ
A Cosφ
Cm
C
Cp
R
Rp
-15V
LEC
RAZ
Signal
Huffman

Fig. 24.

VII - BLOC MESURE

1 - Observation

La lecture des 63 corrélateurs se fait sur les condensateurs C_m qui gardent en mémoire le calcul de la fonction de corrélation. En fait, on lit deux fois, 63 sorties : celles relatives aux voies A cos φ et celles relatives aux voies A sin φ ; l'extraction de la grandeur A se faisantpar un opérateur unique situé après la lecture sequentielle des 63 voies. A la sortie du système d'exploration [18] figure 25, on trouve deux voies : la voie amplitude A et la voie dite doppler A sin φ

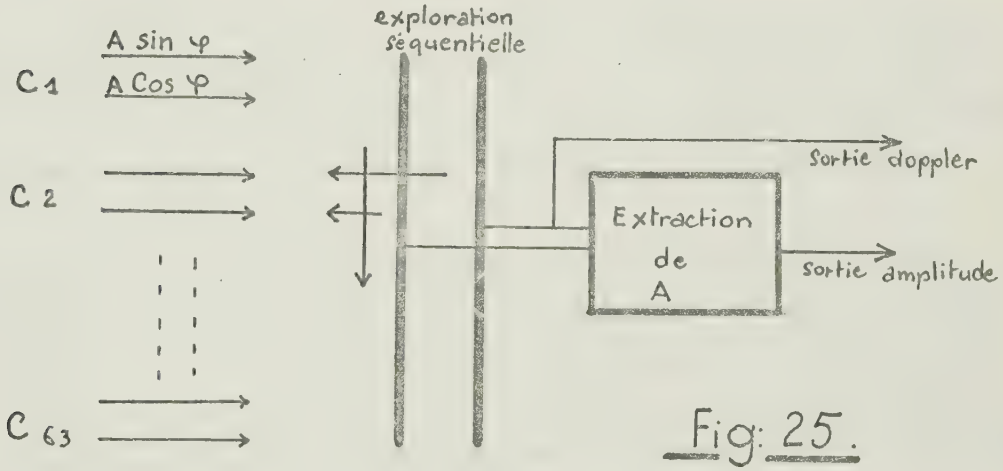


Fig: 25.

Ces deux grandeurs peuvent être affichées sur l'écran d'un oscilloscope pour une observation directe ou enregistrée.

2 - Enregistrement

Ces grandeurs peuvent être enregistrées sur film 70 mm, par une caméra à déroulement continu, filmantla trace d'un oscilloscope modulé en brillance par le signal.

Un autre mode d'enregistrement magnétique est utilisé pour l'exploitation des résultats en laboratoire.

Quatre pistes sont utilisées :

- la voie amplitude
- la voie doppler
- une voie synchronisation
- une voie commentaire.

Un autre mode d'enregistrement magnétique est possible [18] , il s'agit des mêmes grandeurs que précédemment, digitalisées, ceci dans le but de permettre une exploitation automatique des résultats, par ordinateur.

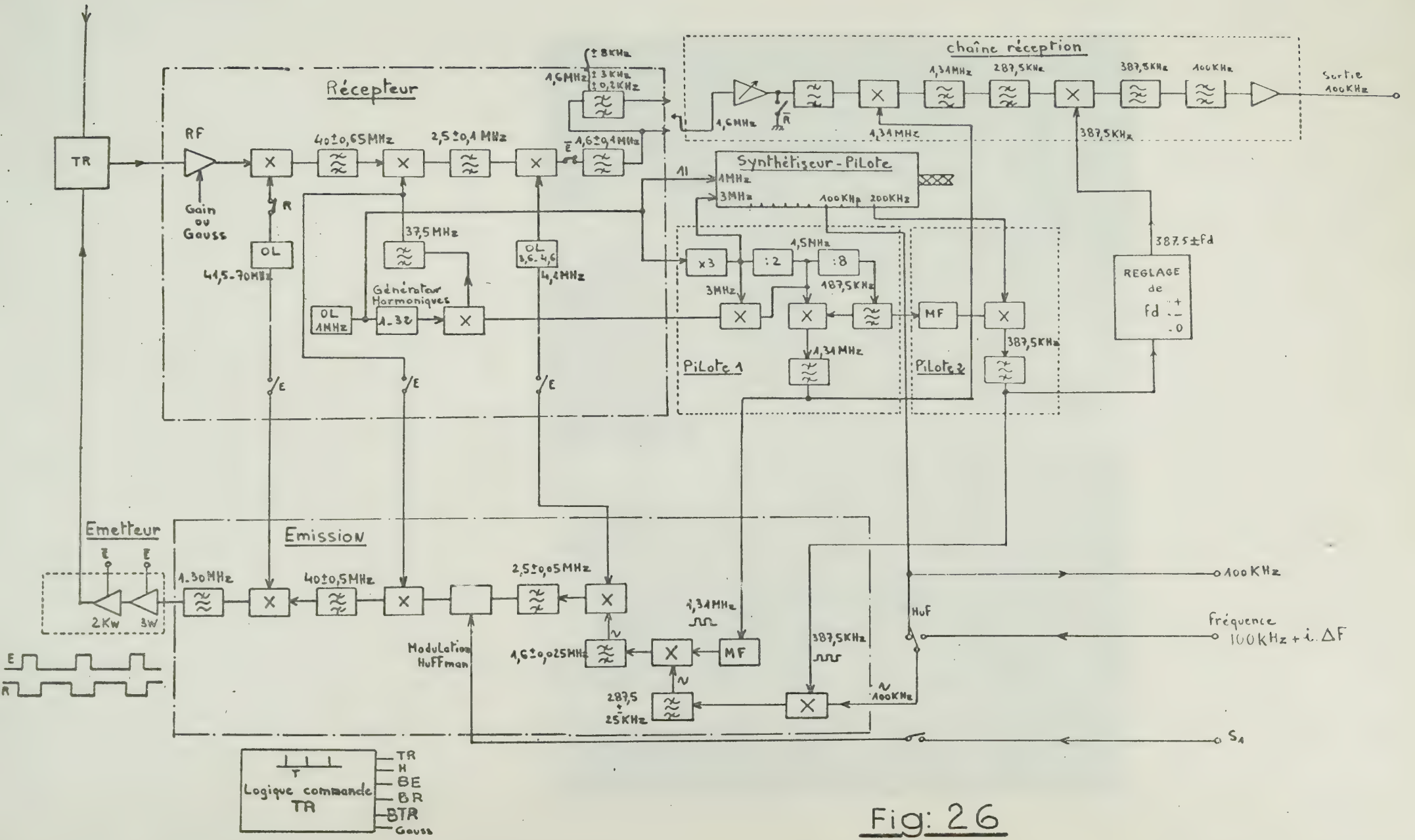
3 - Mesure de la fréquence doppler

Les fréquences doppler pour une ionosphère calme sont inférieures à 3 Hz. Cependant des composants secondaires du spectre doppler, supérieures à 5 hZ peuvent être attendues [1] et pour des perturbations ionosphériques des fréquences supérieures à 3 Hz peuvent être atteintes.

Il serait nécessaire pour effectuer ces observations d'accroître la bande passante du filtre des corrélateurs, ceci au détriment de la qualité de la mesure. On a préféré injecter au niveau de la réception une fréquence doppler artificielle en l'ajoutant soit à l'émission, soit à la réception. Le choix s'est porté sur le signal à 387,5 kHz appliqué à un mélangeur de la chaineréception.

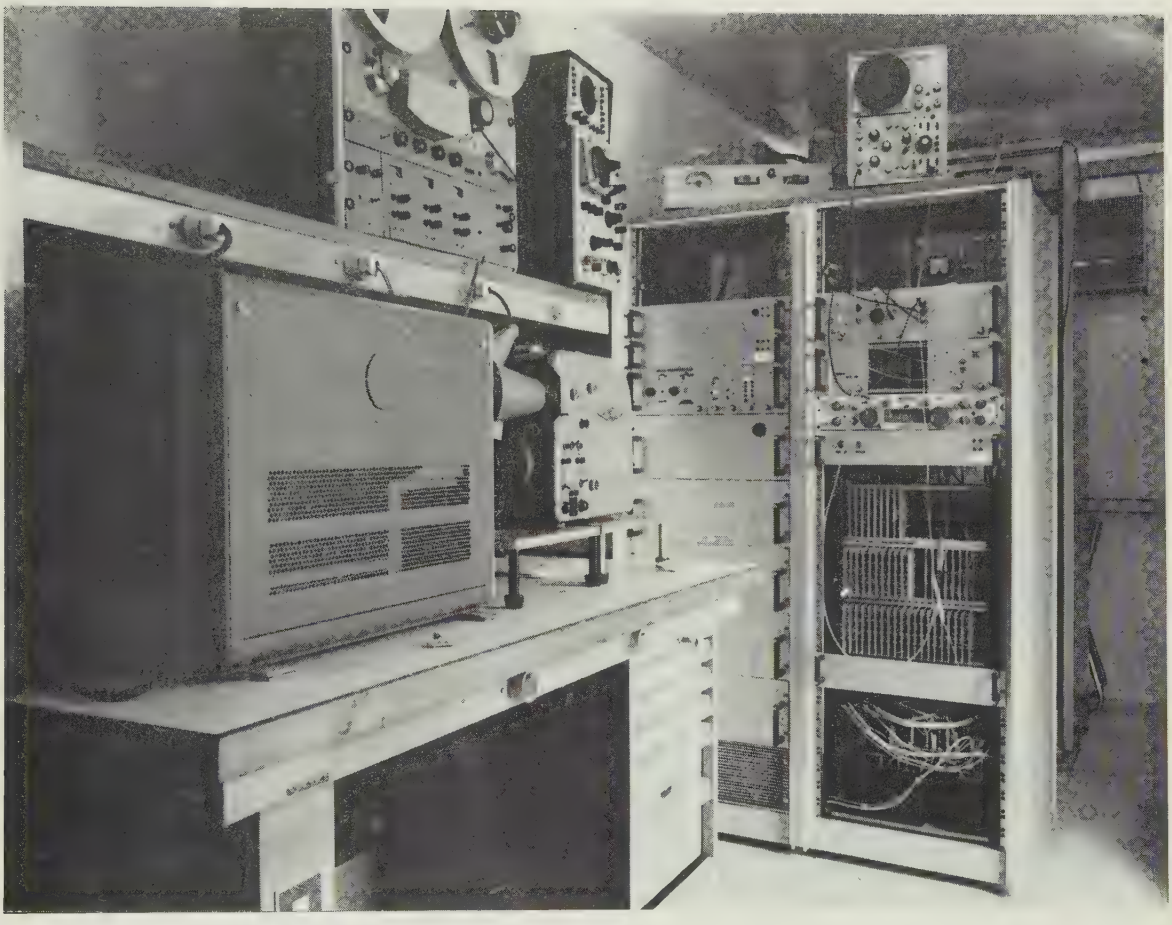
CONCLUSION

Le schéma synoptique général du système, corrélateurs et système d'exploitation excepté, est représenté figure 26. La photographie de la figure 27 donne une idée de l'importance de la station, et nous examinerons dans le prochain chapitre les performances de cet ensemble.



TR
Récepteur
RF
Gain ou Gauss
40±0,65MHz
2,5±0,1 MHz
1,6±0,1MHz
1,6MHz
±8KHz
±3KHz
±0,2KHz
OL
41,5-70MHz
37,5MHz
Générateur Harmoniques
OL 1MHz
1-32
OL 3,6-4,6
4,1MHz
chaîne réception
1,6MHz
1,31MHz
287,5KHz
387,5KHz
100KHz
Sortie 100KHz
Synthétiseur-Pilote
1MHz
3MHz
100KHz
200KHz
x3
:2
:8
1,5MHz
187,5KHz
3MHz
1,31MHz
Pilote 1
MF
Pilote 2
387,5KHz
387,5±fd
REGLAGE de fd
Emetteur
2Kw
3W
Emission
1.30MHz
40±0,5MHz
2,5±0,05MHz
1,31MHz
1,6±0,025MHz
MF
Modulation Huffman
287,5 ± 25KHz
387,5KHz
100KHz
HuF
100KHz
Fréquence 100kHz + i.ΔF
S1
Logique commande TR
TR
H
BE
BR
BTR
Gauss

Fig: 26



RADAR DÉCAMÉTRIQUE

Vue intérieure du Shelter d'exploitation

CHAPITRE III

CARACTERISTIQUES DE LA STATION

I - L'EMISSION

- L'émetteur large bande utilisé, permet une émission impulsionnelle avec un taux de remplissage $d = \frac{1}{2}$, d'une puissance moyenne de 1 kW, pour des fréquences situées entre 1 et 30 MHz. En sondage oblique, l'antenne limite la bande passante à 8-30 MHz ; en outre le TOS devient important en dessous de 10 MHz.

- Le réglage de la puissance émise s'opère au niveau de la chaine émission, et permet des variations de l'ordre de 30 dB. Pour effectuer des manipulations avec des puissances inférieures à 1 W, on utilise le préamplificateur de 3 W seul.

- La figure 1 permet de vérifier les caractéristiques du blocage du signal émission. Les transitions s'effectuent actuellement en moins de 10 s.

IMPULSION D'EMISSION

Echelle horizontale : 100 µs/div.

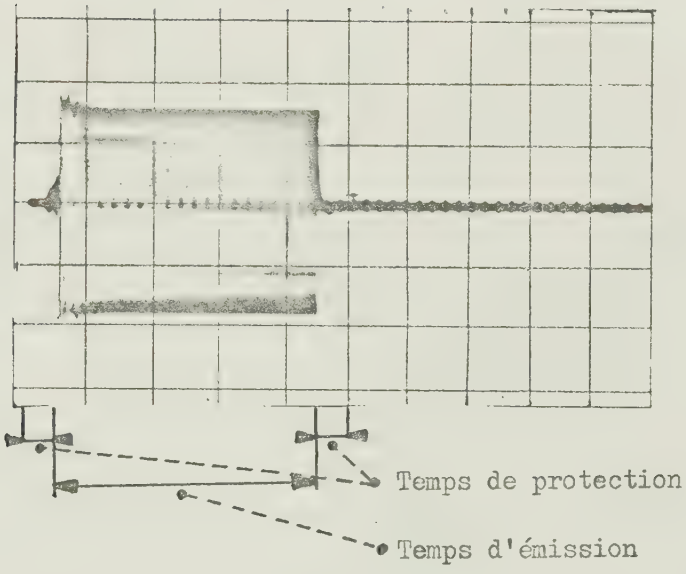
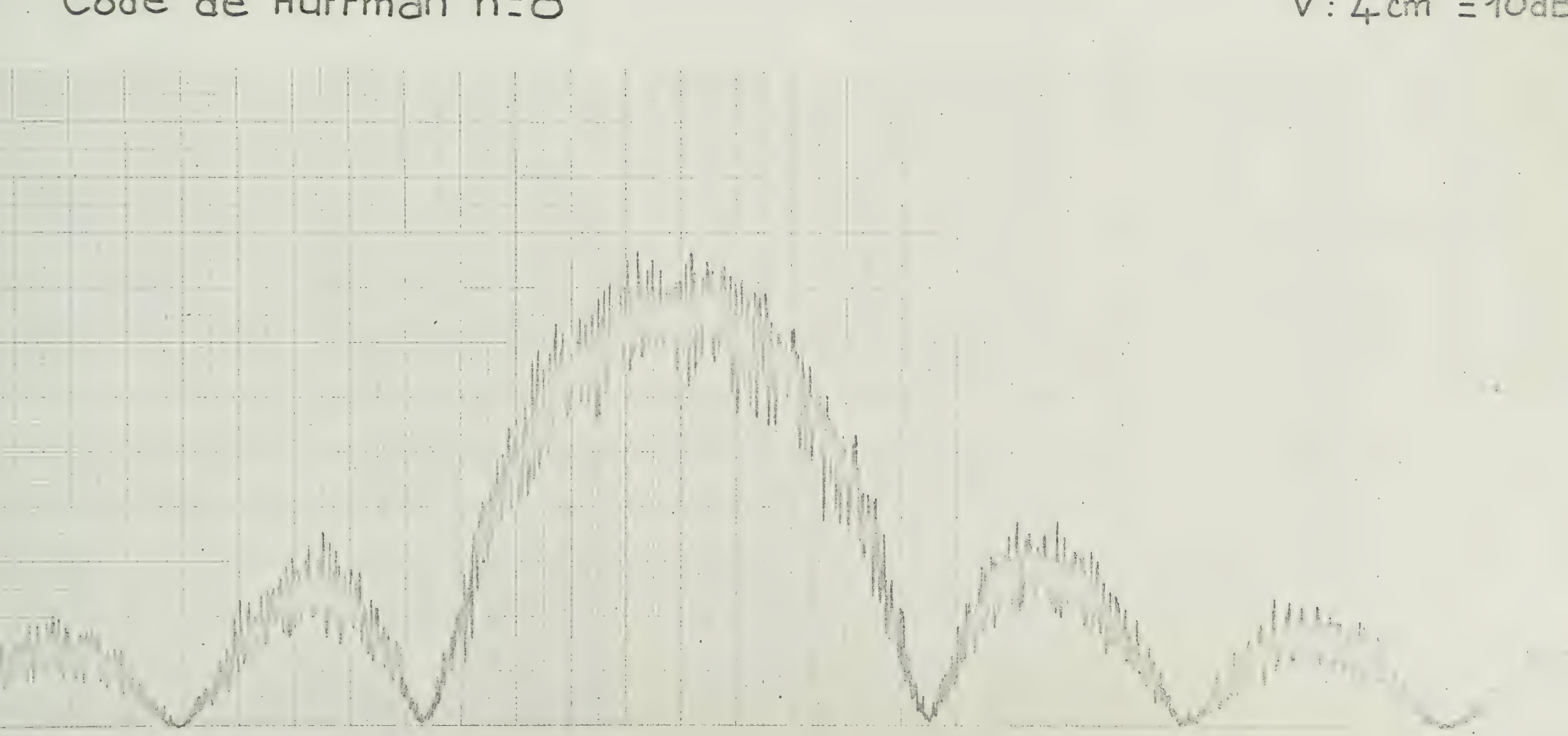


Fig: 1

Fig: 2

Fe = 8,4 MHz
Pe = 500 W
Tr = 1ms
Code de Huffman n=8

Échelle:
H : 4 cm = 2KHz
V : 4 cm = 10dB



- La figure 2 montre le spectre émis. La mesure a été effectuée sur un signal reçu à quelques kms de la station à l'aide d'un analyseur de spectre. On retrouve bien, comme nous l'avons montré au chapitre I, une forme en $\frac{\sin x}{x}$.

II - LA RECEPTION

- La sensibilité du récepteur, nous l'avons vu, est supérieure à 1 μV pour une bande passante de 25 kHz. La chaine réception n'apporte pas de bruit supplémentaire comme on peut le constater par l'examen des figures 3. Le bruit propre de l'ensemble de réception : récepteur modifié, plus chaine réception jusqu'à 100 kHz, reste inférieur à 0,25 μV crête. Cette mesure a été effectuée, l'entrée antenne du récepteur fermée sur 50Ω.

Le bruit atmosphérique, mis à part les brouilleurs cohérents, quant à lui est variable dans le temps et avec la fréquence. On peut, néanmoins, situer sa valeur minimale vers 3 μV ramenés à l'entrée du récepteur. Ce qui laisse à la sortie de la chaine 100 kHz, une dynamique, pour le gain maximum, de 23 dB.

- Le blocage, durant la phase d'émission est aussi une caractéristique importante de la réception. La figure 3 a permet de constater l'absence quasi-otale de parasites de commutation qui restent dans tous les cas inférieurs au niveau du bruit atmosphérique. La figure 3 b montre la qualité du blocage en présence de signal. Ceci est obtenu par le blocage très efficace réalisé au niveau de la chaine 1,6 MHz. L'efficacité de cette coupure, par rapport au niveau de sortie maximum à 100 kHz, est de l'ordre de 70 dB.

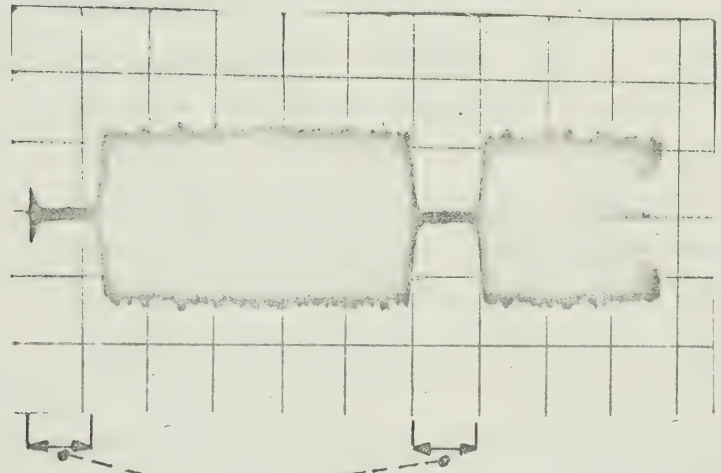
PERFORMANCES DE LA CHAINE DE RECEPTION

Signaux observés à la sortie de la chaine 100 kHz avec une largeur de bande $\pm$ 25 kHz

Echelle horizontale : 500 µs/div.

Echelle verticale : 200 mV/div.

Sensibilité maximale de la chaine de réception.

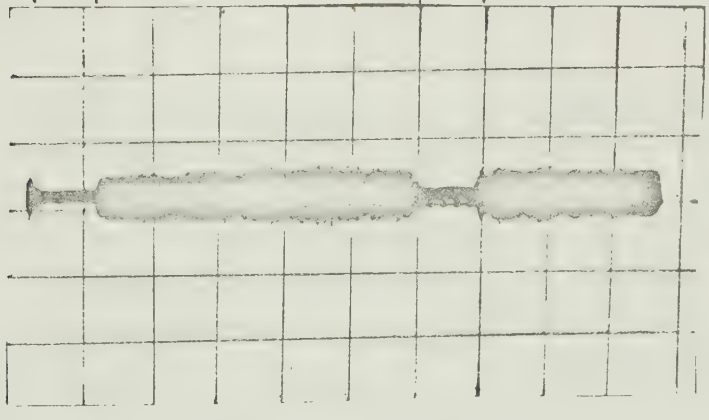


CLICHET 1

Tension d'entrée : 1 µV

.b.

Périodes de blocage



CLICHET 2

Tension d'entrée nulle

.a.

Fig: 3 a et b

III - LE CODAGE

Les codeurs utilisés permettent la génération de codes de longueurs variables de :

$$2^5 - 1 = 31 \text{ digits}$$

à

$$2^{15} - 1 = 32\ 767 \text{ digits}$$

La figure 4[a] représente un code de 31 bits ; la trace du haut est le code utilisé à l'émission et celle du bas, le code utilisé à la réception, décalé de quatre digits. la Figure 4[b] concerne un code de 127 bits avec un décalage de 7 digits.

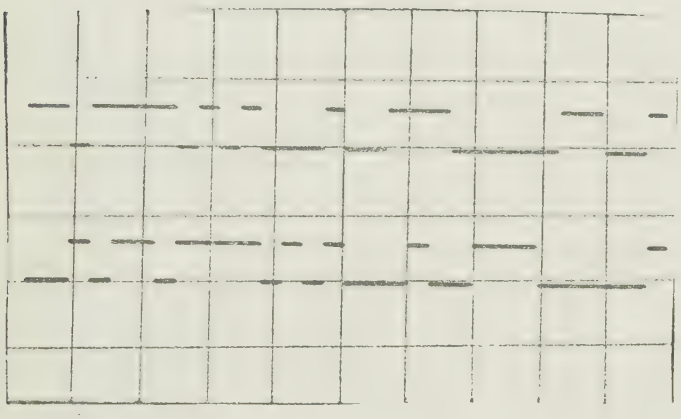
Un décalage, avance ou retard, s'opère manuellement coup par coup. On peut utiliser un système automatique permettant des décalages de n digits à la fois, pour des explorations de l'espace ne contenant pas les zones situées au voisinage de la station § chapitre II-B-5.

En cours de manipulation, on peut utiliser le décalage pour vérifier si l'on a bien affaire à un écho et non à une dérive accidentelle d'un corrélateur.

IV - LES CORRELATEURS ET LE SYSTEME D'ENREGISTREMENT

Les 63 corrélateurs sont placés sur 32 cartes de circuit imprimé (figure 27 du chapitre II), au voisinage du système d'exploration afin d'éviter un trop grand nombre de fils de liaisons. Compte-tenu des précautions de réalisation, la dérive à long terme des corrélateurs est inférieure à 50 mV, pour un temps d'intégration de 1 s ; quant à la mémoire de sortie, malgré le système de lecture, on ne note pas de dérive appréciable sur plusieurs minutes. A la suite du système d'exploration, un lissage des signaux peut être effectué pour éviter un phénomène de scintillation au niveau de l'observation.

CODES DE HUFFMANN



a

CLICHET 1

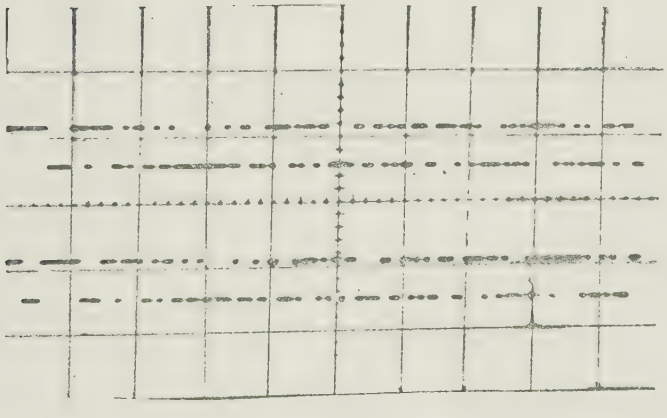
Trace supérieure :

Code utilisé à l'émission

Trace inférieure :

Code utilisé à la réception décalé de 4 bits

Code de 31 Bits



b

CLICHET 2

Trace supérieure :

Code utilisé à l'émission

Trace inférieure :

code utilisé à la réception décalé de 7 bits

Code de 127 bits

Fig: 4. a et b

On enregistre sur place les phénomènes étudiés, d'une part sur une caméra 70 mm (la voie amplitude), et d'autre part sur bande magnétique pour exploitation en laboratoire et retranscription directe, sur papier photographique avec une caméra 160 mm, les deux voies : amplitude et doppler.

SONDAGES EN ZENITHAL

I - MODE D'EXPERIMENTATION

L'expérimentation en sondage zénithal a été effectuée au Laboratoire d'ETudes des Transmissions Ionosphériques. C'est, en fait, un premier test de l'appareillage qui a permis de vérifier le bon fonctionnement de l'ensemble de l'quipement avant l'application en rétrodiffusion ; mais les résultats obtenus montrent l'intérêt d'un tel système appliqué à des sondeurs zénithaux.

Pour situer les performances du système, il convient de signaler les conditions dans lesquelles les essais ont été effectués.

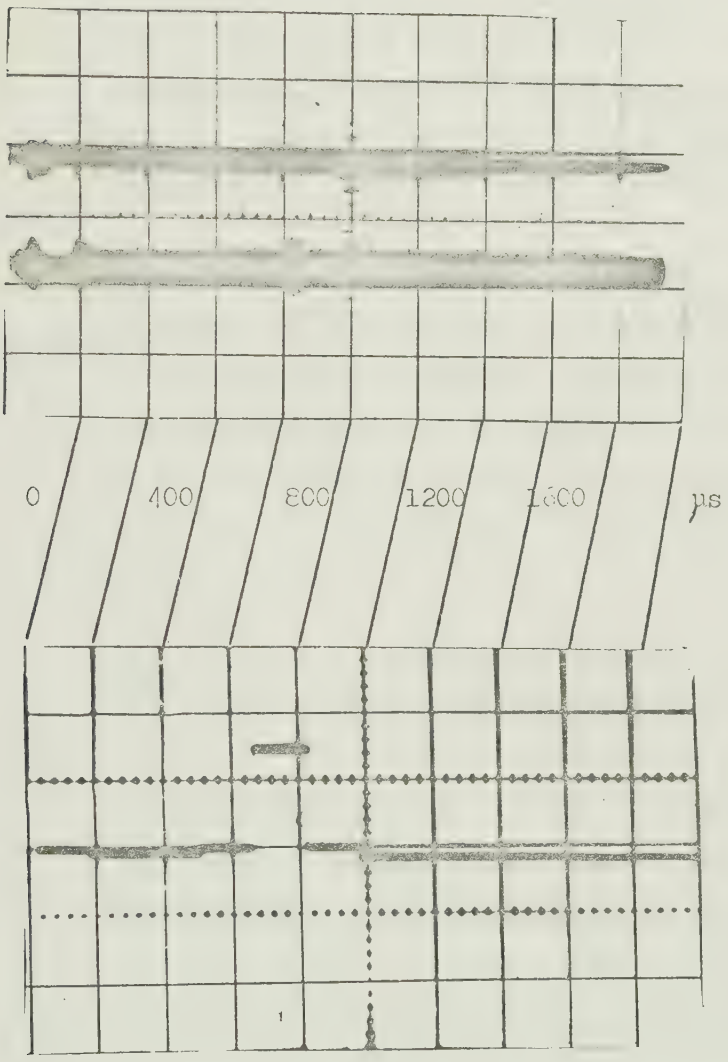
Le système T.R. n'étant pas opérationnel à cette époque deux antennes distinctes ont été utilisées. Pour l'émission, nous avons pris une antenne de type delta dont le gain est de l'ordre de 6 dB. Pour la réception, l'antenne était constituée par un fil d'une longueur de 10 mètres tendu entre deux piquets, et située à une distance d'une vingtaine de mètres de l'antenne d'émission. Le gain de ce type d'antenne, très variable avec la fréquence, demeure dans la gamme explorée inférieure à 3 dB.

II - MESURES

La figure 5 a représente un sondage impulsionnel classique que l'on peut effectuer en utilisant une impulsion d'émission courte : 50 µs, avec une fréquence de récurence de 2 ms, et en observant le signal vidéo à 100 kHz. La figure 5 b représente une mesure faite pratiquement

SONDAGE ZENITHAL

Fréquence d'émission : 4,5 MHz



CLICHET 1

Réception normale

P émission : 2 kW crète

Echelles :

Horizontale : 200 µs/div.

Verticale : 1 V/div.

a

CLICHET 2

Réception avec un code de Huffmann de 1023 bits.

P émission : 150 W moyen.

Période de récurrence : 200 µs

Echelle verticale : 1 V/div.

b.

Fig: 5 a et b.

au même instant et utilisant le système à corrélation.

Il apparaît, sur cet exemple, un accroissement notable du rapport signal sur bruit donc de la qualité de mesure.

Les figures 6 a et b concernent des mesures effectuées à une fréquence où interférait un brouilleur cohérent très intense. On ne distingue pas l'écho dans le signal vidéo (fig. 6 a -fonctionnement en sondeur impulsionnel) alors que l'on obtient une très bonne qualité de mesure avec le codage et la corrélation (fig. 6 b). Les puissances moyennes émises dans les deux cas sont sensiblement égales.

La figure 7 représente un cas analogue de brouillage, et cette fois le système à corrélation permet l'observation de deux échos très nets. Le système d'extraction de l'amplitude n'a pas été utilisé dans cet exemple ; la trace de la figure 7 b représente l'information A sin et l'effet doppler introduit une variation continue de l'amplitude de l'écho ; c'est pourquoi le second écho semble plus important que le premier.

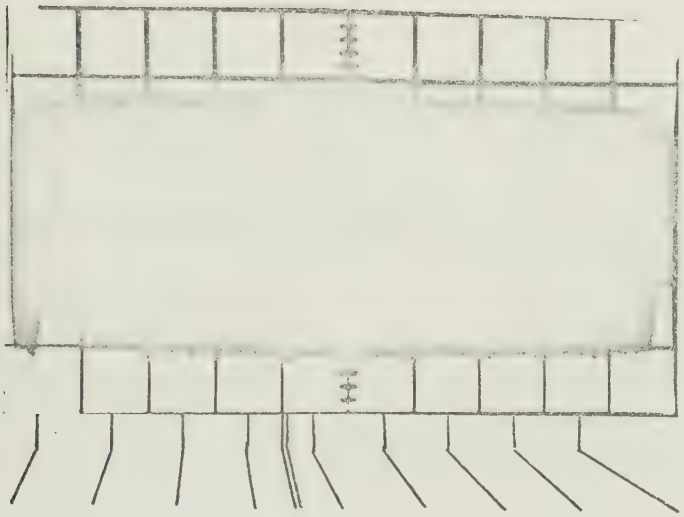
Ces premiers enregistrements ont été faits sans chercher à obtenir des résolution identiques dans les deux types de sondage.

Dans l'exemple qui suit, figure 8, particulièrement significatif de la puissance du système à corrélation, on s'est imposé des résolutions identiques. La figure 8 a montre un seul écho obtenu avec une puissance de 2 kW crête, en sondage impulsionnel classique. La figure 8 b montre que l'on peut observer aisément les trois premiers échos, avec une puissance moyenne d'émission réduite à 100 mW.

On peut signaler, enfin, qu'au cours des essais, on a pu distinguer des échos avec des puissances d'émission aussi faibles que 1 mW.

SONDAGE ZENITHAL EN PRESENCE D'UN BROUILLEUR

Fréquence d'émission : 4,5 MHz



0 Echo 1000 1600 µs

CLICHET 1

Réception normale

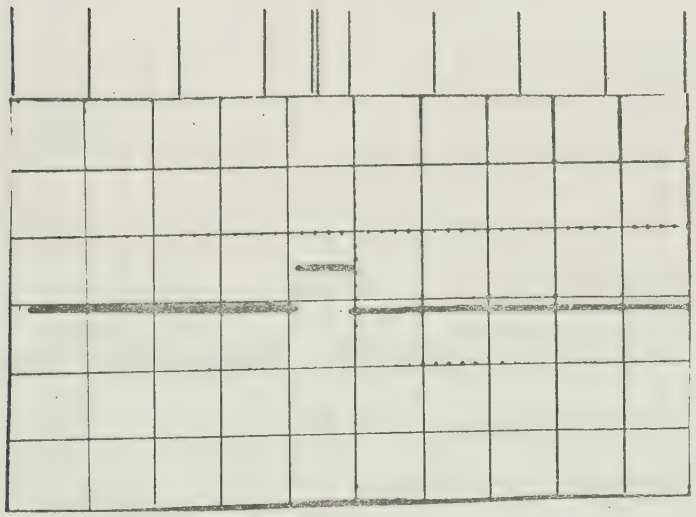
P émission : 2 kW crète.

Echelles :

Horizontale : 200 µs/div.

Verticale : 1 V/div.

a



CLICHET 2

Réception avec un code de Huffmann de 1023 bits.

P émission : 150 W moyen.

Période de récurrence : 160 µs

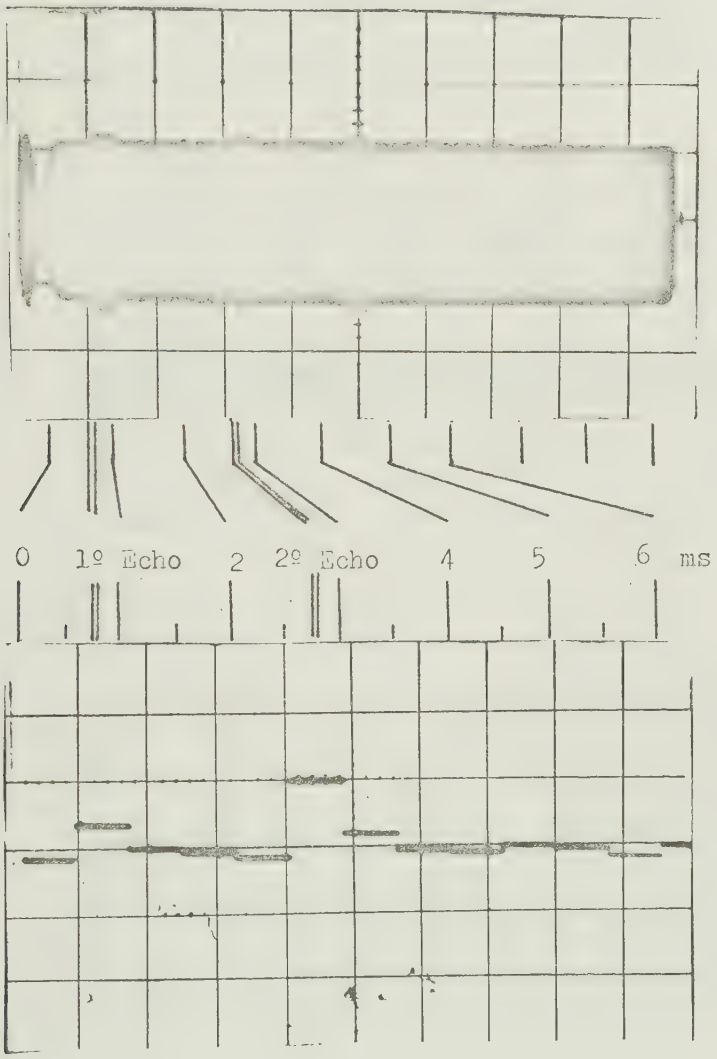
Echelle verticale : 2 V/div.

b

Fig: 6 a et b.

SONDAGE ZENITHAL EN PRESENCE D'UN BROUILLEUR

Fréquence d'émission : 7,5 MHz



CLICHET 1

Réception normale

P émission : 2 kW crète.

Echelles :

Horizontale :1000 µs/div.

Verticale : 1 V/div.

a

Clichet 2

Réception avec un code de Huffmann de 1023 bits.

P émission : 150 W moyen.

Période de récurrence : 500µs/div

Echelle verticale : 5 V/div.

b

Fig: 7 a et b.

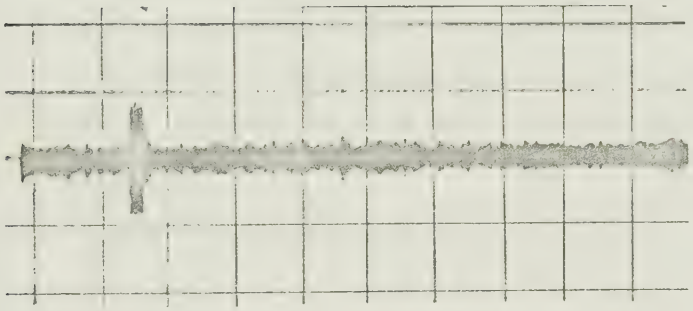
SONDAGES ZENITHAUX

Fréquence d'émission 5 MHz

Echelles

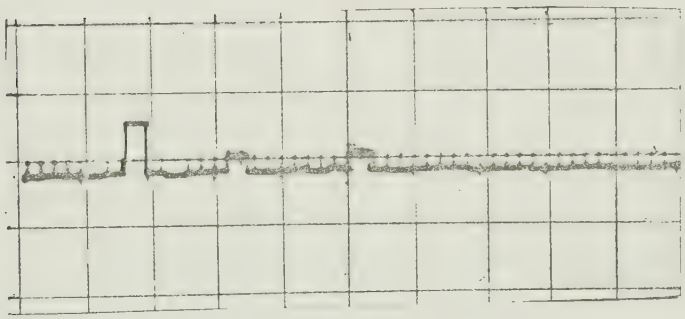
vertical 2 V/Division

horizontal 1ms/Division



Sondage classique
Puissance d'émission
2,5 kW crête

a



Sondage avec codage
Puissance d'émission
100 mW moyen

b

Le sondage avec codage met en évidence les trois réflexions successives sur l'ionosphère alors que seul le premier écho est visible dans le sondage classique, malgré la différence des puissances utilisées.

Fig: 8 a et b

III - CONCLUSION

Le systèmeà corrélation étuidé, compte-tenu de ses performances d'extraction du signal du bruit et de la protection vis-à-vis des brouilleurs, permet donc des sondages opérationnels, avec un système d'aérien approprié nécessitant une puissance d'émission limitée à quelques Watts. Le temps de mesure est le temps d'intégration avec une puissance d'émission d'une dizaine de Watts ; on peut le réduire à moins de 50 ms.

Un système automatique de balayage en fréquence peut être facilement adjoint, compte-tenu de la manipulation d'un bouton unique pour le changement de fréquence. On peut dans ces conditions, envisager le relevé d'un ionogramme vertical avec 800 pts de fréquences en moins de 30 secondes.

SONDAGES EN RETRODIFFUSION

I - INSTALLATION, PRESENTATION DES RESULTATS

La station de sondage en rétrodiffusion est actuellement installée dans la région rennaise. Les expérimentations ont été effectuées en utilisant l'antenne unique et le système T.R.

L'enregistrement des résultats se fait sous différentes formes :

- photographies polaroïd d'échos sur oscilloscope
- film 70 mm
- bandes magnétiques
- recopie des bandes magnétiques sur papier photographique 160 mm.

II - RESULTATS

Différents types de sondages sont communément effectués :

A - Des sondages à fréquence constante qui permettent de mettre en évidence les mouvements de l'ionosphère.

B - Des sondages à fréquence variable qui mettent en évidence, dans une direction donnée, les modes de propagation, et permettent, entre autre, de remonter aux profils d'ionisation.

C - Des explorations azimutales qui mettent en évidence les variations spatiales de l'ionosphère.

Dans le cas d'un sondage type A , c'est-à-dire, observation de l'évolution des échos dans le temps durant plusieurs heures, on n'observe jamais de perturbations des échos par interférence d'un émetteur parasite tel que télétype...

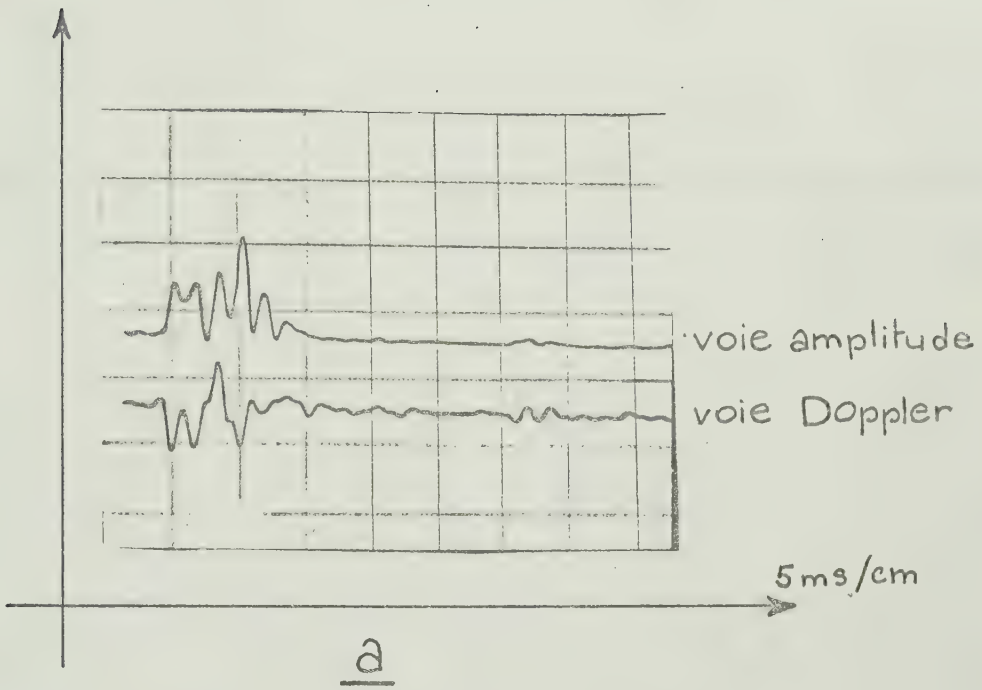
Cette protection est due au fait que les signaux non codés subissent un affaiblissement au moins égal à $\frac{1}{N}$ et que la largeur de bande des corrélateurs est de l'ordre du Hertz.

Les figures 9 montrent la photographie de l'exploration des 63 corrélateurs ; la trace supérieure représente la voie amplitude et la trace inférieure la voie doppler. On peut apprécier la qualité de détection sur la figure 9a. En effet, en dehors de l'écho, les corrélateurs, malgré un brouillage par un émetteur ne sont pas perturbés. La figure 9 b représente un cas complexe de propagation multibonds avec des échos se situant jusqu'à 6000 kms.

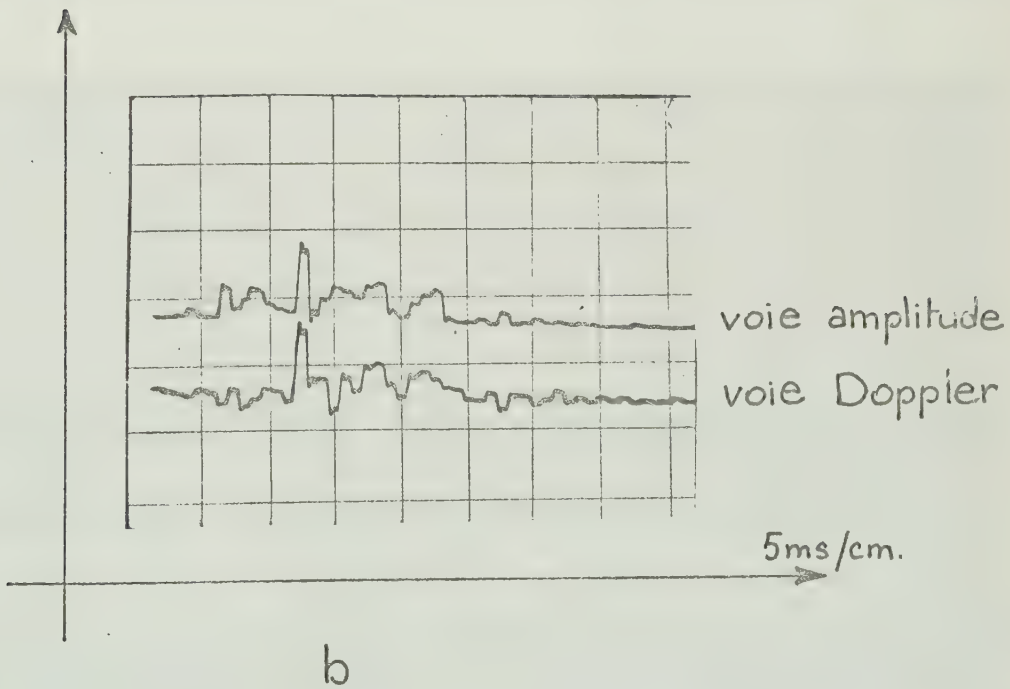
La figure 10 représente un sondage du type A. Un écho siuté à 2 100 kms, très net, est visible sur la trace amplitude et le fond, non impressionné, donne une bonne idée de la qualité de la mesure. La voie de gauche, dite voiedoppler, permet de déterminer les fréquences doppler introduites par le déplacement des courbes ionosphériques. Les temps séparant deux blancs ou deux noirs de la trace permettent de déterminer ces fréquences.

La figure 11 montre un enregistrement azimutal du type C. La caractéristique particulière de notre antenne (antenne rotative) permet d'effectuer de telles investigations. Des rotations de l'antenne, ici remarquées par un déplacement périodique de l'écho, permettent une vision panoramique de l'espace ionosphérique autour de la station.

Un système d'enregistrement panoramique, type "P P I " est actuellement en cours de réalisation.


voie amplitude
voie Doppler
5ms/cm

a


voie amplitude
voie Doppler
5ms/cm.

b

Fig : 9 a et b.

Enregistrement type A

28-2-73.

11^h45

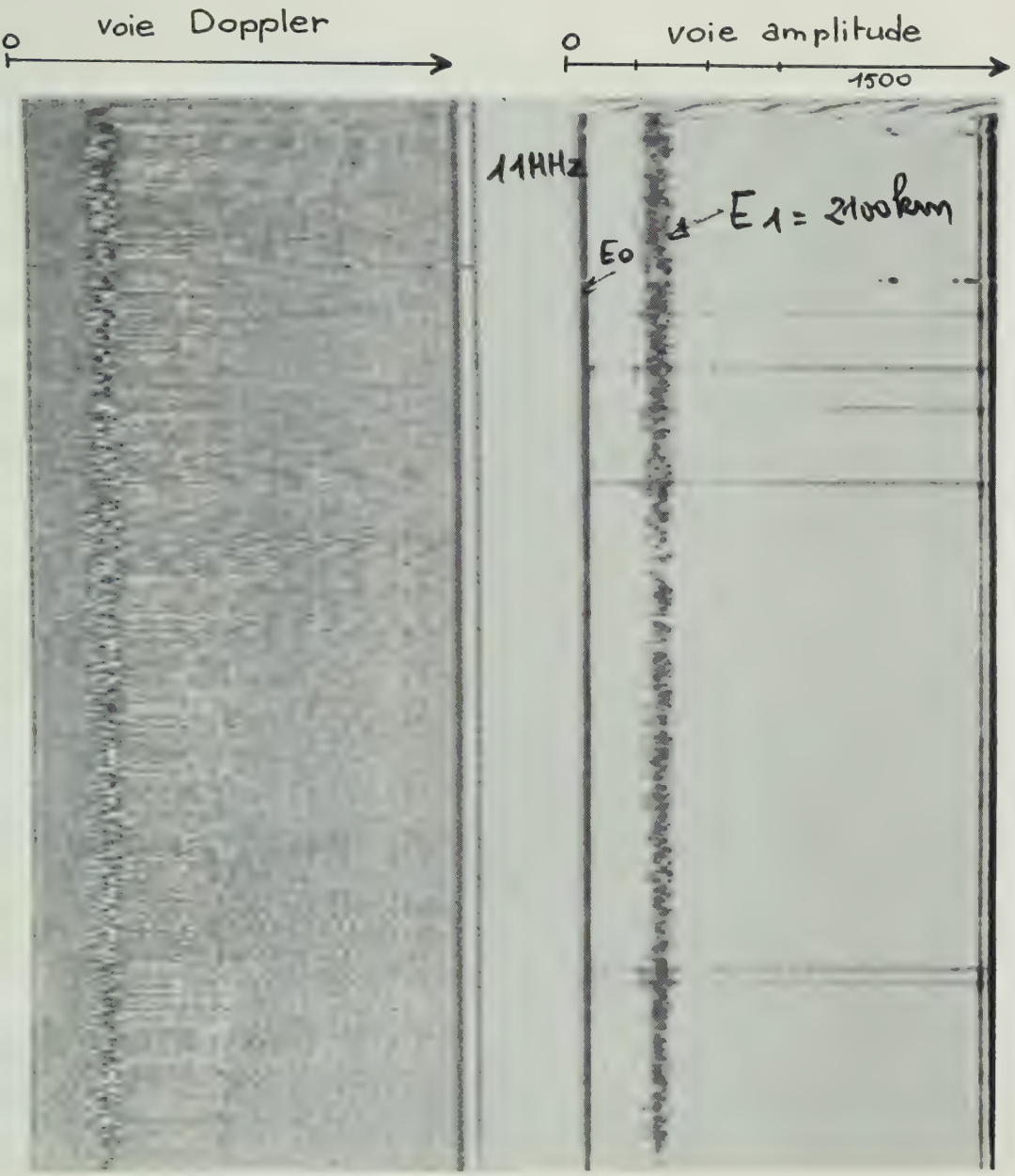


Fig: 10

Enregistrement type C.

12^h30

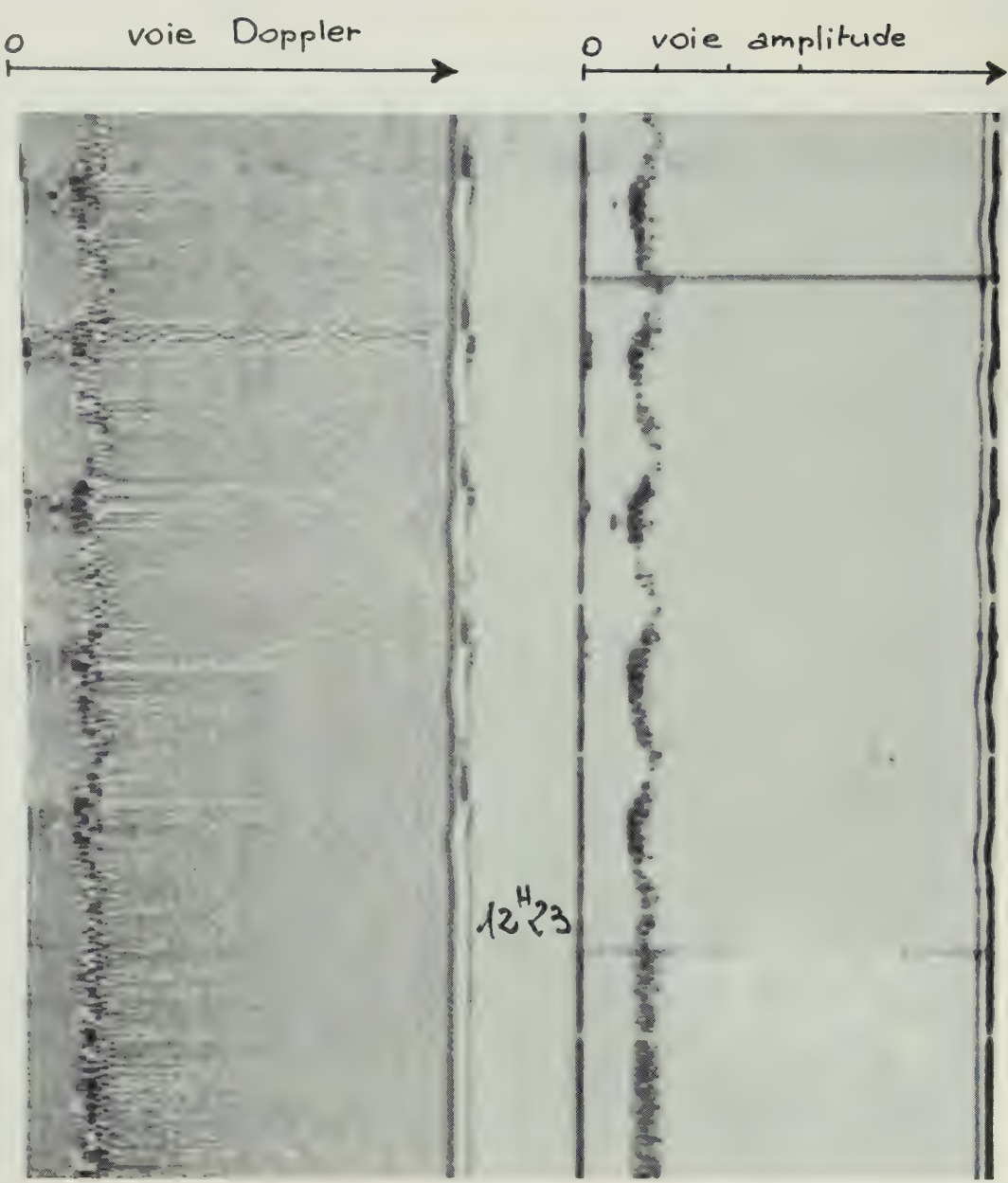


Fig: 11

Enregistrement type C.

1-3-73 10h. 11,5 MHz

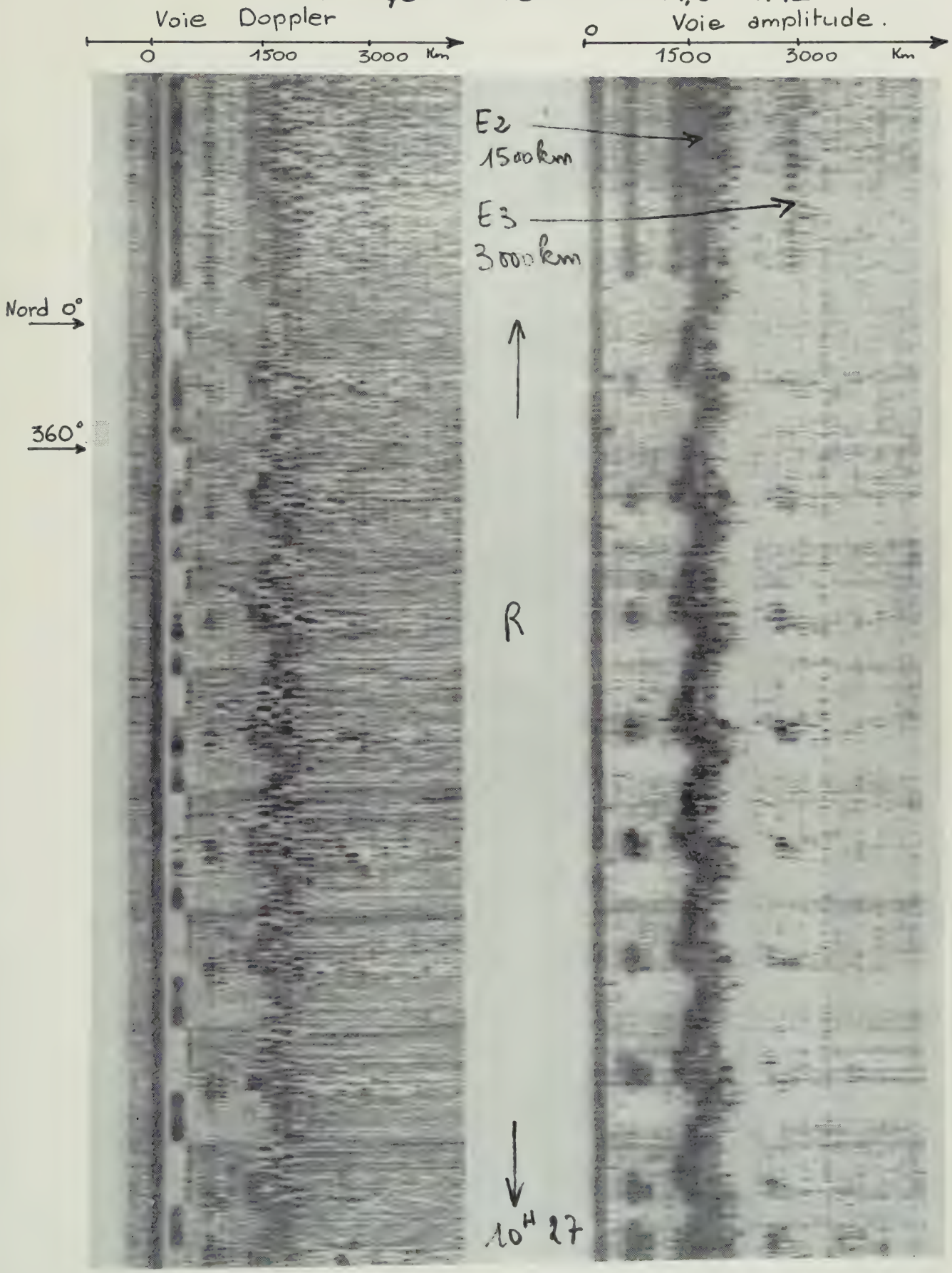


Fig: 12

La figure 12 représente une autre analyse panoramique, faisant apparaître ici dans certaines directions juqu'à trois échos. La netteté de la trace doppler permet également de voir les variations de f_d avec la direction.

Un autre exemple des performances du système est illustré par la figure 13 qui montre un premier écho à 3 300 kms et un second qui apparait à 6 000 kms. Sur cette photographie, la voie amplitude est à droite,et représentée en négatif, la voie doppler à gauche enregistrée en positif. La partie de l'enregistrement reproduite dure près de 30 minutes et aucun bourilleur parasite n'est visible.

L'enregistrement de type B reproduit à la figure 14 est une exploration en fréquence. Le mode opératoire est le suivant :

On se place à une fréquence et l'on enregistre durant 1 mn, puis on change de fréquence, sans essayer de rechercher une zone silencieuse (ceci accroîtrait considérablement le temps de mesure).

On peut constater, ici, que,quelle que soit la fréquence, l'effet du brouillage est quasiment nul. A 22 MHz, on a volontairement effectué la mesure avec une puissance d'émission de 30 W moyen, et l'écho, quoique moins net, est encore très visible.

La mesure a été effectuée en moins de 15 minutes, mais on peut envisager de réaliser les mesures, avec un système d'exploration automatique, pour 20 fréquences en moins de deux minutes.

Remarque : Les traces visibles à chaque changement de fréquence sont dues au système d'enregistrement sur caméra 160 mm qui n'est pas, actuellement, équipée d'amplificateurs à courant continu mais d'un système à restauration de la composante continue. Il ne s'agit pas de brouillage.

Enregistrement type A

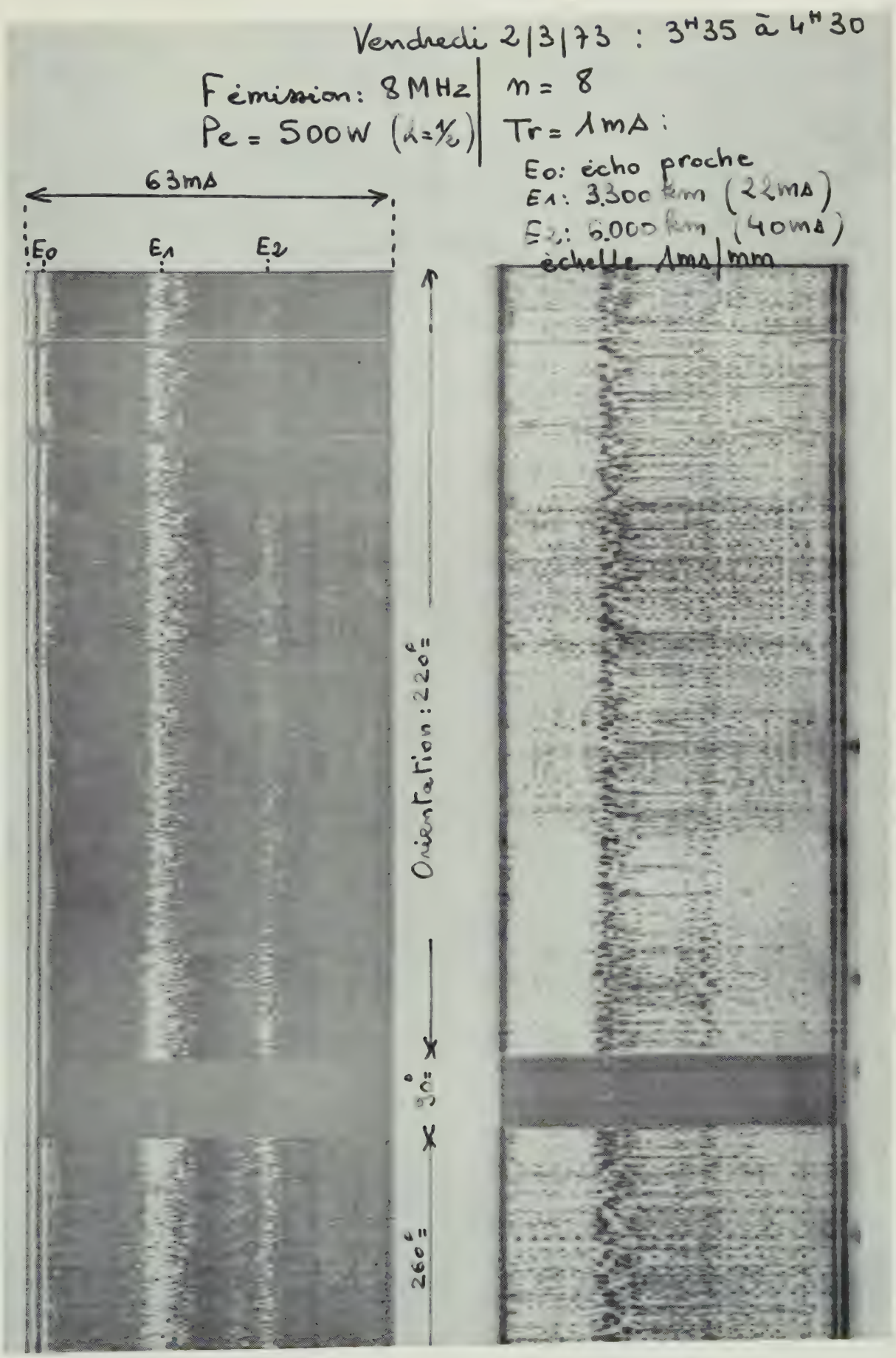


Fig: 13.

Enregistrement type B.

du 10-4-73 18h15 - 18h30.

Pe = 300 W

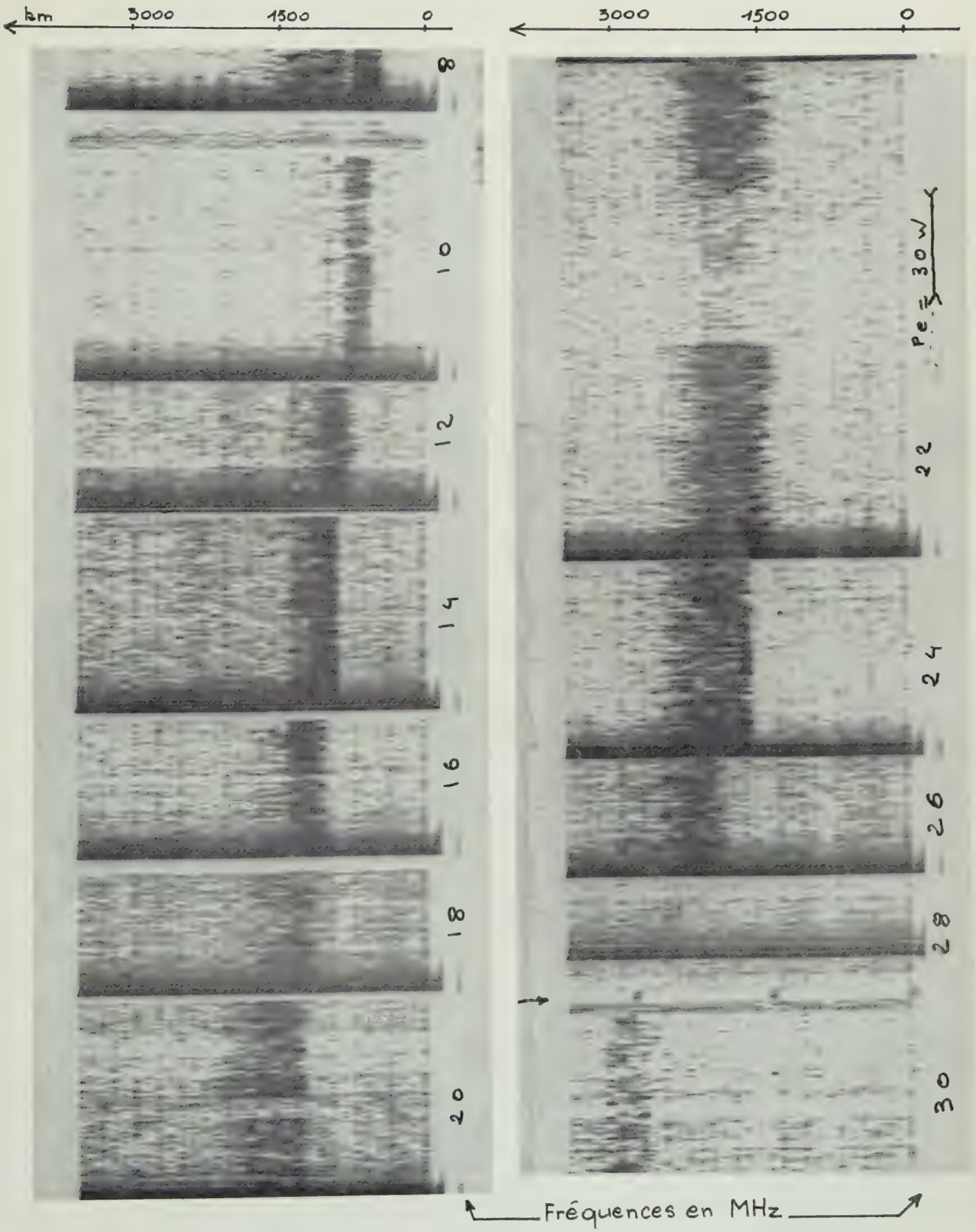


Fig: 14

La planche figure 15 montre l'action de l'addition artificielle d'une fréquence doppler variant de + 5 Hz à - 5 Hz. Les essais sont effectués sur un écho situé à 1 800 kms, la fréquence de récurence d'émission est 1 kHz, et la longueur du code 255 bits, soit une largeur de bande du filtre des corrélateurs de 2 Hz.

En fait, cette planche montre sur la voie amplitude, un relevé en densité de la bande passante des corrélateurs. Sur la voie doppler, on peut apprécier les variations de l'effet doppler apparent qui montre par annulation de celui-ci que l'effet doppler associé à cet écho est situé vers + 0,3Hz. On pourrait, comme nous l'avons déjà souligné, mesurer, par cette méthode, des fréquences doppler plus grandes avec la même précision.

Conclusion

Pour les sondages ionosphériques en rétrodiffusion, les particularités du système sont les suivantes :

- Les effets dûs au bruit atmosphérique, sont limités par l'utilisation d'une réception adaptée. Les temps de mesure utilisables permettent une réduction de la puissance d'émission. Très fréquemment, les mesures sont effectuées avec despuissances inférieures à 500 W.

- Le brouillage par les émetteurs est très faible grace à l'utilisation d'un signal codé en phase à l'émission.

- la qualité des mesures est accrue par la très grande protection durant la phase démission, et l'absence de parasites de commutation.

- La résolution en distance est donnée par la durée d'un digit. On peut choisir au mieux $T = 100 \mu s$ soit 15 kms.

- La précision sur la mesure de la fréquence doppler, f_d, est de 0,01 Hz et ne varie pas avec la valeur du f_d que l'on peut mesurer jusqu'à

29.3.73. 16h.

F= 12,5 MHz
θ= 270°
P= 250 W
n= 8 TR= 1ms.

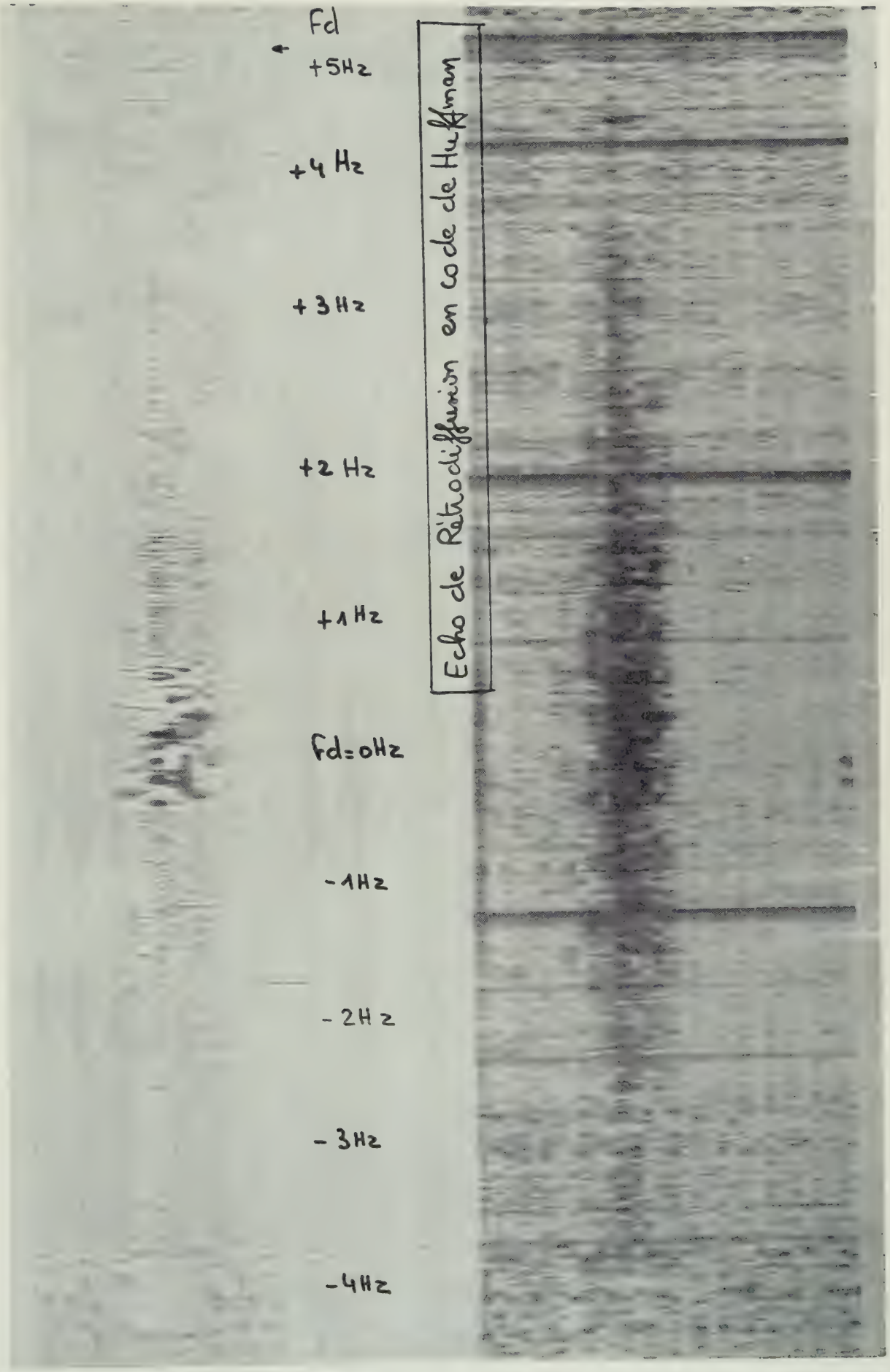


Fig: 15

1 kHz, sans ambiguité, si la fréquence de recurence est supérieure à 2 KHz.

- - - - - -

CONCLUSION

Le système, dont nous venons de décrire l'étude et la réalisation, peut être utilisé pour effectuer des sondages ionosphériques, tant en zénithal qu'en rétrodiffusion.

En sondeur zénithal, on peut envisager de construire, suivant ces principe, un sondeur qui présenterait des caractéristiques de netteté, des résultats particulièrement agréable à l'observation etl'enregistrement, l'influence des brouilleurs étant éliminée avec le codage. L'utilisation du système à corrélation permet, de plus, de ramener la puissance de l'émetteur à quelques watts.

La résolution en distance est fixée par la durée d'une impulsion d'émission et on peut atteindre 1,5 km, dans le cas de l'utilisation d'une puissance émise faible ; c'est, en effet, le TR, par l'obligation de temps de protection, qui limite, actuellement, la durée des impulsions.

La fréquence doppler peut être mesurée avec une précision nettement inférieure à 0,1 Hz.

Dans les sondages par rétrodiffusion, l'amélioration est encore plus importante, lespoints suivants ont été soulignés :

- La puissance d'émission est réduite à 1 kW, le gain est considérable par rapport aux systèmes impulsionnels qui utilisent quelques centaines de kW.

- La résolution en distance est de l'ordre de 15 km.

- La résolution en fréquence doppler f_d est, sans traitements post-direction, donnée par le temps d'intégration et peut facilement être de l'ordre de 0,1 Hz.

- L'étendue de la gamme de mesure de f_d, à précision et résolution constante, se situe actuellement dans la plage $\pm$ 1000 Hz.

- La qualité des enregistrements est déterminée, comme dans le cas des sondages zénithaux, par le rapport signal sur bruit et l'absence de brouillage. Ce dernier point permet, par conséquent, de traiter numériquement, les résultats des mesures. Le système de dépouillement par ordinateur est actuellement en fin de réalisation et doit permettre une exploitation très féconde des résultats.

Cette méthode, par la qualité des mesures, très supérieures à celles des systèmes actuels, associéeà l'utilisation d'une antenne rotative, permet, à partir d'une station unique, une investigation de l'ionosphère sur une plage couvrant couramment près de la moitié du globe terrestre.

BIBLIOGRAPHIE

1	C. GOUTELARD	Analyse de la structure fine des échos de sol obtenus par rétrodiffusion des ondes décamatriques, application à l'étude des perturbations ionosphériques - Thése d'Etat Paris 1968
2	A. ANGOT	Compléments de Mathématiques - Collection Technique et Scientifique du C.N.E.T. 1965
3	M. CARPENTIER	Radar concepts nouveaux Dunod 1966
4	K.G. BUDDEN	Radio waves in the ionospher Cambridge University Press
5	A. DETAPE	Codage et décodage d'impulsions longues affectées d'effet Doppler. Ann. de Radioélectricité Vol. 20 1965 p 3
6	G. CULLMAN	Codes détecteurs et correcteurs d'erreurs Dunod
7	G.H. BARRY	Oblique Chirp Sounding IIè Symposium de l'A G A R D 1966
8	P. DEBRAINE	Machines de Traitement de l'information Tome 1 Masson 1967
9	P.M. WOODWARD	Probability and Information Theory with applications Radar Pergamon Press 1964

10	K. DAVIES	Ionospheric radio propagation N.B.S. Monograph 80 1965
11	C. GOUTELARD J. BEAU	Rapport D R M E 1969 diffusion restreinte
12	M. PARADI	Mathématiques appliquées à l'Art de l'Ingénieur S E D E S 1964
13	DAVID	Cours de radioélectricité générale Réception - Eyrolles
14	J.L. LIBOIS	Amplificateurs à circuits résonnant à accords décalés Onde électrique Mars 1949
15	J. ORTUSI	Etude mathématique des circuits de l'électronique tome 1 et 2 Masson 1967
16	LA PLUME	Onde électrique Août-septembre 1951
17	M. DELFORGE	Commutateur d'antenne et pilotage sequentiel d'un sondeur ionosphérique à large bande Thèse C N A M 1972
18	A. LECORGNE	Etude d'un système d'enregistrement numérique Thèse C N A M à paraître
19	J. ARSAC	Transformation de Fourier Dunod

20 F. KUO — Network Analysis and Synthesis
John Willy and Sons 1966

21 M. R SPIEGEL — Mathematical Handbook
Schaum's outlines series

22 MAYMAT — Etude et réalisation d'un système de compression d'impulsions - application aux sondages ionosphériques par rétrodiffusion en ondes décamétriques

Thèse Docteur-ingénieur 1967

TABLE DES MATIERES

CHAPITRE I : APPLICATION DU TRAITEMENT DU SIGNAL AUX SONDAGES IONOSPHERIQUES I-1

LES SONDEURS IONOSPHERIQUES I-1

I - Les sondeurs classiques I-1

A - Les sondeurs ionosphériques zénithaux I-1

B - Les sondeurs obliques I-4

1 - Les sondeurs obliques bistatiques I-4

2 - Les sondages par rétrodiffusion I-6

II - Les types de sondeurs ionosphériques I-7

A - Shirt Sounding I-7

B - I-8

1 - Modulation linéaire des fréquences I-8

2 - Modulation de phase I-9

TRAITEMENT DU SIGNAL I-11

I - La corrélation I-11

II- Le récepteur idéal I-11

PRINCIPE D'EMISSION - RECEPTION I-12

TRAITEMENT DU SIGNAL RECU I-19

A - Etude et génération d'un code de Huffman I-20
1 - Définition I-20
2 - Généralisation d'un code de Huffman I-21
a - Codes de longueur maximale I-21
b - Recherche du polynome caractéristique I-22
c - Détermination d'un code de longueur donnée I-23

3 - Principe du décodage I-23
a - Les deux mots sont synchrones I-24
b - Les deux monts sont décalés d'une ou plusieurs unités I-24

B - Réception des signaux I-25

1 - Traitement du signal à la réception I-25
a - Le signal reçu I-26
b - Traitement du signal à la réception I-27

C - Propriétés des codes de Huffman I-28

1 - Fonction de corrélation I-28
a - Nombre de "1" à "0" dans un code de Huffman I-28
b - Codes synchrones I-29
c - Codes décalés d'un nombre entier P digits I-29

2 - Spectre d'un signal modulé par le code de Huffman I-31
a -
b - Cas d'un filtrage du code I-33

1 -
2 - Modifications de la fonction de corrélation I-36
3 - Calcul des fonctions de corrélation modifiées I-37
a - Filtre passe-bas d'ordre "1" I-38
b - Filtre Butterworth d'ordre "2" I-39
c - Filtre Butterworth d'ordre "4" I-40

CAS DE MESURES IONOSPHERIQUES I-47

I - Gain en présence I-47
II - Brouillage des mesures I-47
III - Effet doppler I-48

CHAPITRE II : Le système: description et réalisation II-1

PREMIERE PARTIE

I - L'antenne II-3

II - L'émetteur II-4

III - Le récepteur II-4

1 - Commande unique II-8

2 - Blocage du récepteur durant la phase émission II-8

DEUXIEME PARTIE

chaîne émission réception pilote II-10

I - Bloc synthétiseur II-10

II - Chaîne émission II-12

III - Chaîne récepteur II-14

1 - Chaîne 1,6 MH_2 II-15

2 - Filtrage II-15

IV - Système pilote T.R. II-18

V - Générateur de code de HUFFMAN II-20

VI - Les corrélateurs II-22

1 - Multiplieur II-23

2 - Filtre intégrateur II-23

VII - Bloc mesure II-27

1 - Observation II-27

2 - Enregistremnet II-27

3 - Mesure de la fréquence doppler II-28

Conclusion II-28

CHAPITRE III : Caractéristique de la station III-1

I - L'émission III-1

II - La réception III-1

III - Le codage III-2

IV - Les corrélateurs et le système d'enregistrement III-3

SONDAGE EN ZENITHAL

I - Mode d'expérimentation III-5
II - Mesures III-5
III - Conclusion III-11

SONGAGE EN RETRODIFFUSION

I - Installation, présentation des résultats III-12
II - Résultats III-12
III - Conclusion III-18

CONCLUSION

BIBLIOGRAPHIE